

H. F. MATARÉ

Korngrenzen - Transistoren

DK 621.314.7:548.4:537

Wegen seiner offenbar weitreichenden Konsequenzen für die technische Entwicklung und für die Vertiefung bereits gewonnener Erkenntnisse auf dem Gebiet der Halbleiter sowie wegen seines Beitrages zum Verständnis noch ungeklärter Probleme der Kristallelektronik soll nachstehend ein neuer Zweig des Halbleitergebiets behandelt werden, dessen noch ganz in ihren Anfängen stehende Erschließung sich bei schneller Entwicklung der im folgenden erörterten Probleme vorerst auf die theoretische und experimentelle Analyse der Erscheinungen beschränkt.

Die Möglichkeit, für die Transistorphysik nicht nur chemische Störstellen im Gitter eines Halbleiterkristalls auszunutzen, sondern auch Gitterdefekte, z. B. in Form von künstlich gewachsenen und definierten Korngrenzen, nutzbar zu machen, soll einer genaueren Betrachtung unterzogen werden. Gewisse Eigenschaften solcher Gitterstörungen lassen sich in besonderer Weise in der Transistorelektronik verwenden. Es wird hier über erste Resultate von Forschungen berichtet, die diesen Zusammenhängen gewidmet sind.

1. Bedeutung der Gitterdefekte

Die Halbleiterphysik und -technik verdankt ihre großen Erfolge zum guten Teil dem technologischen Fortschritt auf dem Gebiet der Herstellung definiert orientierter und definiert dotierter Einkristalle der Elemente Germanium und Silizium. Die für die Entwicklung ausschlaggebende Reinstdarstellung dieser Elemente wäre ohne große Bedeutung gewesen, wenn nicht gleichzeitig die von Czochralski und Kyropoulos entwickelten und dann verfeinerten Kristallziehverfahren auf diese Halbleiter mit Erfolg angewandt worden wären. Nur durch Züchtung von Einkristallen konnten definierte und reproduzierbare Eigenschaften bezüglich Leitfähigkeit, Beweglichkeit und Lebensdauer der Ladungsträger, Diffusion von Verunreinigungselementen, Legierungsprozessen usw. herbeigeführt werden.

Daraus allein wird schon klar, daß die in polykristallinen Strukturen vorhandenen Gitterdefekte einen starken Einfluß insbesondere auf die elektrischen Eigenschaften haben.

Es liegt im Sinne des wissenschaftlichen Fortschritts, wenn die Frage gestellt wird: Wie können solche, bisher unkontrollierbaren Einflüsse kontrollierbar und damit nutzbar gemacht werden?

Für den Halbleiterphysiker, der seit Jahren den starken Einfluß der verschiedenen Typen von Gitterdefekten kennt, ist der Schritt von der Verunreinigungsstörstelle im „perfekten“ Gitter, deren Zusatzelektron oder fehlende negative Ladung (Defektelektron) er ausnützt, zur definierten Gitterfehlstelle mit Akzeptorcharakter nur eine logische Weiterentwicklung der in der Halbleiterelektronik zur Verfügung stehenden Mittel, den Stromtransport zu beeinflussen. Dies ist ja, kurz gefaßt, die wesentliche Nutzenanwendung aller elektronischen Festkörpergeräte.

Arten der Gitterdefekte

Bevor nun auf die vielen Fragen der elektrischen Eigenschaften von Gitterdefekten eingegangen wird, sollen kurz einige Bemerkungen über die Eigenschaften der Gitterdefekte gemacht werden, die für das elektronische Verhalten von Bedeutung sind.

Man kann die vielen Arten von Gitterstörungen im wesentlichen in drei Arten unterteilen:

1. Stufenversetzungen,
2. Schraubenversetzungen,
3. Zwillingskonfigurationen.

Abb. 1 gibt die schematische Darstellung einer Stufenversetzung wieder. Man sieht (im hypothetischen kubischen Gitter) eine Linie von Atomen eingeschoben und mit einem freien Gitterpunkt (freie

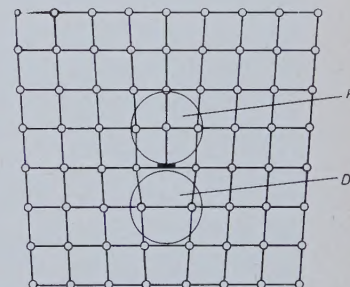


Abb. 1. Schematische Darstellung einer Stufenversetzung im kubischen Gitter. K = Kompressions-, D = Dilatationszone

Valenz) enden, während die benachbarte Gitterpunktfolge sich vor und hinter dieser Unstetigkeit wieder zu einem normalen Gitter ordnet. Das besondere an dieser Art von Gitterdefekt ist

- a) der freie Gitterpunkt mit seiner unabgesättigten Bindung und seiner freien Energie,
- b) die beiden ausgezeichneten Zonen oberhalb und unterhalb des freien Gitterpunktes, die als Kompressions- und Dilatationszone bezeichnet sind.

Bei solchen isolierten Gitterstörungen tritt ein nach Cottrell benannter Effekt auf, demzufolge Verunreinigungsatome, deren Radius größer ist als derjenige der Gastgitteratome, bevorzugt zum Dilatationsraum gezogen werden, während Fremdatome mit kleinem Radius in den Kompressionsraum gezogen werden (Cottrell-Atmosphäre).

Dieser Effekt ist bei einer gleichmäßig angeordneten Serie von freien Gitterpunkten, bei der Kompressions- und Dilatationszonen regelmäßig abwechseln, wie z. B. im Falle von Korngrenzen kleiner Versetzungswinkel, jedoch nur von geringer Bedeutung. Darauf wird noch einzugehen sein.

Wesentlich ist, daß die freien Gitterpunkte nach Abb. 1 eine elektrische Ladung repräsentieren und im Feld starker, elastischer Kräfte gelagert sind.

Die Schraubenversetzungen nach Abb. 2, die dadurch entstehen, daß eine Atomlage sich an einer anderen entlangschiebt und so einen Teil

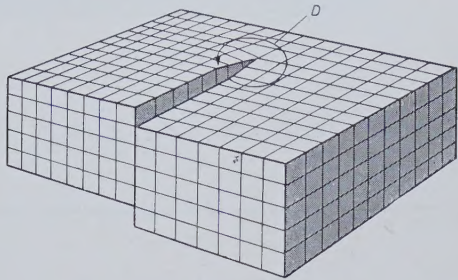


Abb. 2. Darstellung einer Schraubenversetzung.
D = Burger-Kreis mit Schließungsfehler

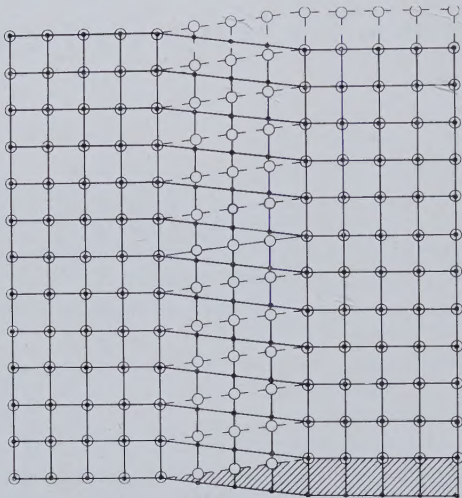


Abb. 3. Schraubenversetzung zweier Atomlagen in der Draufsicht. Volle Kreise kennzeichnen die obere, leere Kreise die untere Gitterebene

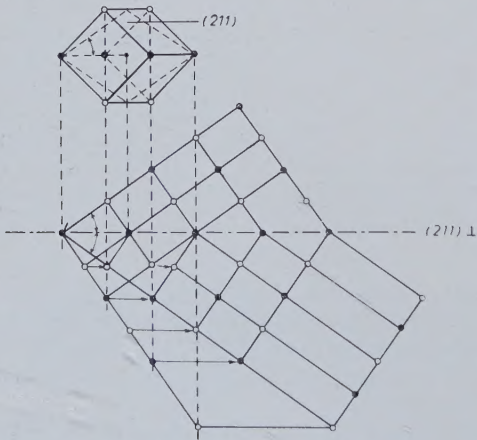


Abb. 4. Darstellung einer Zwillingsbildung aus der Projektion der Einheitszelle. Spiegelung an (211)-Ebene. Pfeile zeigen Gitterpunktverschiebung

des Kristalls heraushebt (Schraube, da ein Zyklus D durch die Gitterpunkte eine Schraubenbewegung macht) haben eine beträchtlich geringere Störung des Gitters zur Folge, da keine „freien Gitterpunkte“ entstehen. Abb. 3 zeigt in der Draufsicht zwei Atomlagen (volle Punkte oben und Kreise darunter). Daraus geht hervor, daß keine Unterbrechung in der Atomgitterfolge entstanden ist, sondern daß nur eine Vertauschung relativer Lagen eingetreten ist und nächste Nachbarbeziehungen erhalten sind. Also findet man hier auch keine freien Valenzen und keine erhöhte Gitterenergie durch Kompressionszonen

sowie nur sehr geringe elastische Deformierung. In vielem ähnelt daher eine Schraubenversetzung einer Zwillingsanordnung, bei der die Atome spiegelbildlich verlagert sind. Abb. 4 zeigt die Projektion einer Einheitszelle, so daß die Eckpunkte an der (211)-Ebene gespiegelt sind. Die Projektion des ungespiegelten Gitters ist ebenfalls eingetragen.

Zwillingsgrenzen haben verschwindend kleine Energie, da praktisch keine Nachbaratombindungen unterbrochen sind. Ferner tritt Zwillingsbildung leicht bei Erstarrungsprozessen in zyklischer Form auf, d. h., die Hauptachse dreht sich regelmäßig um 90 Grad oder ein Vielfaches davon. Abb. 5 zeigt ein Beispiel solcher zyklischen Zwil-

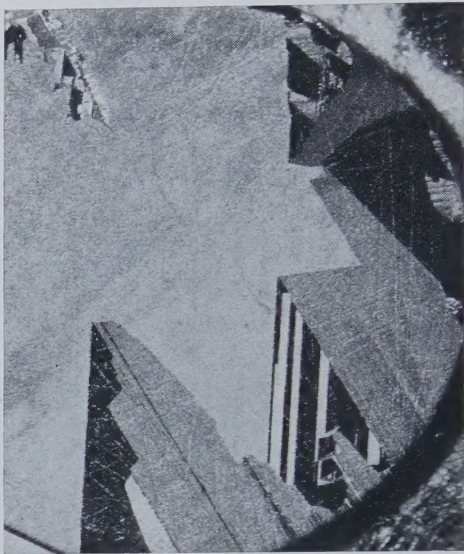


Abb. 5. Geätzte Oberfläche eines Silizium-Polykristalls mit Zwillingsbildung

linge, ohne meßbare Korngrenzenenergie, an einem Silizium-Kristall. (111)-Richtung ist senkrecht zur Zeichenebene. Die gleichorientierten Kristallite sind an der Reflexion zu erkennen.

Die elektrischen Eigenschaften solcher Gitterdefekte sind eng mit den mechanischen verknüpft.

Die Stufenversetzung, Abb. 1, stellt eine grobe Störung der Gitterstruktur dar. Daher ist die Stelle einer Stufenversetzung ein Ort erhöhter mechanischer Energie. Diese spaltet sich in zwei wesentliche Anteile: erstens diejenige Energie, die mit der isolierten Bindung selbst verknüpft ist, und zweitens einen Energiebetrag, der durch die elastische Deformierung des umgebenden Gitters gegeben ist.

Es ist einzusehen, daß eine Gitterst rung nach Art 1 auch im elektrischen Sinne eine Störung der Kristalleigenschaften darstellt, da hier die freie elektronische Bindung Akzeptorcharakter hat und daher Leitungselektronen binden kann. Darüber hinaus kann starke Fallenwirkung auftreten, wenn Ladungsträger unter Abgabe von Phononenenergie an das deformierte Gitter (das solche leichter aufnehmen kann als ein perfektes Gitter) in angeregten Zuständen im Felde der freien Valenz gebunden werden. Schließlich tritt noch eine Änderung der Bandstruktur auf.

Schraubenversetzungen und Zwillinge, die keine Zone höherer mechanischer Energie bilden, zeigen auch keine elektrischen Effekte, die mit denen der Stufenversetzungen vergleichbar wären.

Ihre Wirkung scheint sich auf eine geringe Störung der Gitterperiodizität zu beschränken, wodurch natürlich ein gewisser Effekt auf den Stromtransport gegeben ist, der in einer Streuung der bewegten Ladungsträger zum Ausdruck kommt und so die Lebensdauer der Minderheitstr ger herabsetzt.

2. Korngrenzen

Für den Fall der regelmäßigen Anordnung von Stufenversetzungen in einer Ebene oder wenn zwei perfekte Kristalle unter einem Winkel zusammengewachsen sind, so daß sie durch einen in der Nahtebene liegenden Verschiebungsvektor verbunden sind, spricht man von Korngrenzen. Hier hat man es mit einer regelmäßigen Folge solcher Gitterstörungen höherer Energie zu tun. Dieser Fall ist besonders

interessant, da eine solche Korngrenze ganz besondere Eigenschaften haben kann. Untersuchungen an Korngrenzen sind schon seit langem ein hervorragendes Mittel zum Studium der Metalleigenschaften. Daher sind die Korngrenzenenergie und ihre analytische Darstellung bereits seit einiger Zeit Gegenstand der Forschung. W. T. Read und W. Shockley haben einen Ausdruck für die K.G.-Energie in Abhängigkeit vom Winkel der gegenseitigen Anordnung der beiden Körner für den Fall kleiner Abweichungen (Θ_1 kleiner als 20 Grad) abgeleitet. Danach tritt für kleine Winkel zunächst ein schneller Anstieg der Energie mit Θ anwachsend ein, mündet für $\Theta_{1\max} \approx 20 \dots 30$ Grad in ein Maximum ein, um dann für größere Abweichungen der Körnerorientierung abzufallen [1].

Abb. 6 stellt eine idealisierte symmetrische Korngrenze dar. Orientierung $\Theta = 90^\circ$. Die freien Bindungen bilden eine Reihe alternierender Kräfte entlang der K.G.-Linie (Schnitt der K.G.-Ebene mit der Zeichenebene). Die beiden Energiebeträge ΔE_1 und ΔE_2 , aus denen

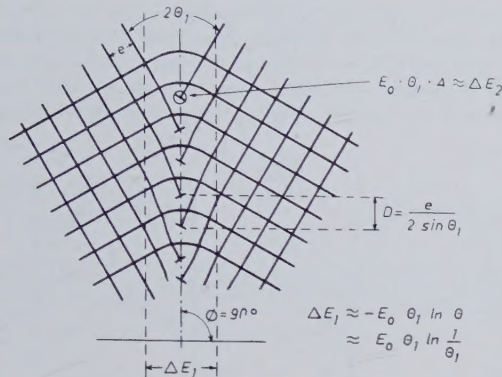


Abb. 6. Modell einer Korngrenze (symmetrisch). ΔE_1 und ΔE_2 sind die beiden Energiebeträge, die sich zur Gesamtenergie der K. G. addieren

sich die Gesamtenergie zusammensetzt, sind angegeben. Der Neigungswinkel Θ_1 der beiden Körner gegeneinander ist ein wesentliches Maß sowohl für den Abstand und die Zahl der freien Bindungen als auch für die Energie.

Im allgemeinen hat eine Korngrenze fünf Freiheitsgrade: drei Freiheitsgrade der Körner gegeneinander und zwei der K.G.-Ebene selbst. Man kann nun eine Korngrenze auch künstlich aus zwei Saatkristallen herstellen, wenn man diese unter einem Winkel zueinander einstellt und dann nach Kyropoulos einen Doppelkristall aus der Schmelze zieht. Abb. 7 stellt eine Doppelsaatanordnung mit den zugehörigen kristallografischen Achsen dar. Die verschiedenen Winkel sind ebenfalls angegeben. Die schraffierte Fläche ist senkrecht zur Wachstumsachse geschnitten und enthält die K.G. An diesen Kristallflächen werden die meisten K.G.-Untersuchungen durchgeführt.

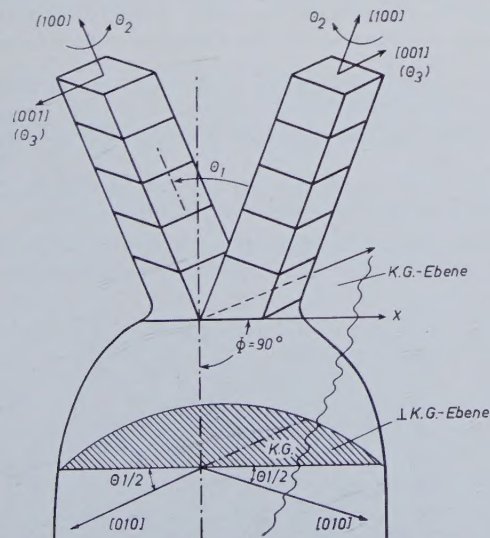


Abb. 7. Aus Doppelkeim entstandene Kristallanordnung mit Angabe der Versetzungswinkel und der Orientierung $\varphi = 90^\circ$. Schraffierte Ebene enthält die K. G.

Abb. 8a. Germanium-K.G. herausgeätzt (200fache Vergrößerung)

Abb. 8b (unten). Dieselbe K.G. in 1000-facher Vergrößerung (s. Pfeil in Abb. 8a)

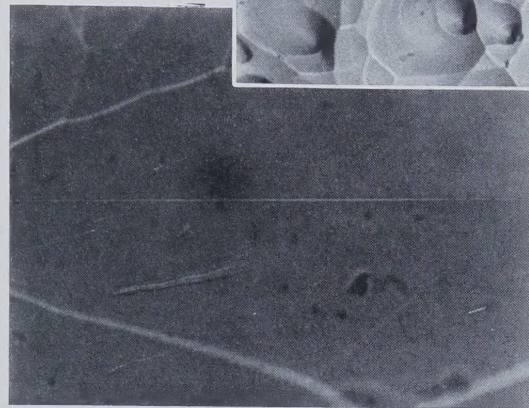


Abb. 8a stellt die Draufsicht auf eine solche Oberfläche mit K.G. dar, die stark herausgeätzt ist (200fache Vergrößerung). Die durch den Pfeil markierte Stelle zeigt Abb. 8b in 1000facher Vergrößerung.

Um sicherzustellen, daß solche Bikristalle die richtige bzw. gewünschte Orientierung haben, werden Laue-Aufnahmen hergestellt, so daß der Strahl auf die K.G. fällt und durch Überlappung sofort zwei Bilder auf einer Platte entstehen. Aus der relativen Lage der Symmetriezentren und der Achsen zueinander sind dann leicht die relative Orientierung und die Winkel Θ_1 , Θ_2 , Θ_3 zu ermitteln [4]. In Abb. 9 ist das Laue-Bild eines Bikristalls mit Analyse dargestellt. Genauere Messung der relativen Winkelleinstellung erfolgt danach aus einer Messung des Bragg-Winkels.

(Wird fortgesetzt)

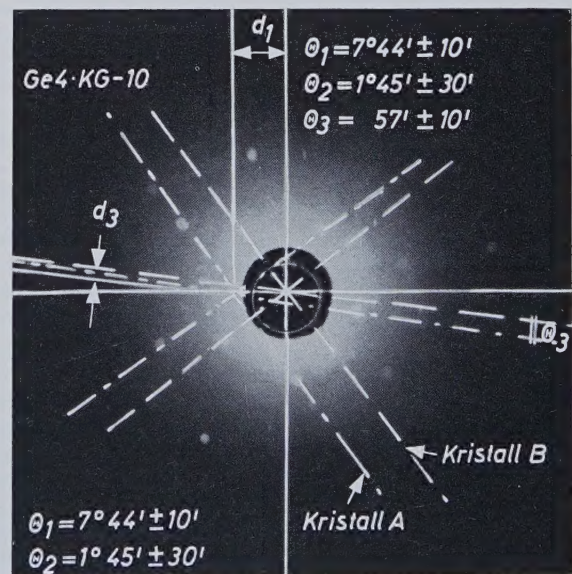


Abb. 9. Analyse der Laue-Aufnahme eines Bikristalls. Die drei Winkel (vgl. Abb. 7) errechnen sich zu: $\Theta_1 = 7^\circ 44' \pm 10'$, $\Theta_2 = 1^\circ 45' \pm 30'$, $\Theta_3 = 57' \pm 10'$

Schrifttum

- [1] Read, Jr., W. T.: Dislocations in Crystals. Intern. Ser. in Pure and Applied Physics. New York 1953, McGraw Hill Book Co., S. 155 ff.
- [2] Pekar, S. I.: Untersuchungen über die Elektronentheorie der Kristalle. Berlin 1954, Akad. Verl.
- [3] Read, Jr., W. T.: Philosoph. Mag. Bd. 45 (1954) S. 775; Philosoph. Mag. Bd. 45 (1954) S. 1119; Philosoph. Mag. Bd. 46 (1955) S. 111
- [4] Mataré, H. F.: Z. f. Naturforsch. Bd. 10a (1955) S. 640 und Z. f. Phys. Bd. 145 (1956) S. 206—234

Einfluß von Amplitude und Phase auf die Bildgüte · Prüfung des videofrequenten Systems mit Rechteckwellen · Dachschrägenbestimmung der übertragenen Rechteckwelle · Phasenlaufzeit · Gruppenlaufzeit · Einschwingvorgang · Trägerfrequentes System · Demodulatoreinflüsse

1. Problemstellung

Fernsehübertragungseinrichtungen können sowohl mit Sinuswellen nach Amplitude und Phase als auch mit Sprungwellen auf Dachschräge, Steigzeit, Überschwängen usw. geprüft und toleriert werden. Da ein Amplitudensprung einer Helligkeitskante im Bild entspricht, so ist die zweite Art der Prüfung fernsehgerechter als die erste. Der Zusammenhang zwischen dem Einschwingvorgang und der Bildgüte ist weiterhin wesentlich besser bekannt [1] als der zwischen den Amplituden- und Phasengängen und der Bildgüte.

Häufig besteht jedoch das Übertragungsproblem darin, mit einem scharf begrenzten Frequenzband eine optimale Übertragung zu erreichen. Das ist beispielsweise bei der hochfrequenten Übertragung Sender — Empfänger der Fall, bei der die Grenzen der Übertragungskanäle nicht überschritten werden dürfen. Zur genauen Dimensionierung von Frequenzbandbegrenzungen und zur Durchführung von Laufzeitkorrekturen sind aber Prüfmethode mit Sinuswellen besser geeignet als solche mit Sprungwellen, sie werden deshalb auch beim Fernsehen ihre Bedeutung behalten.

Der Einfluß von Amplitude und Phase auf die Bildgüte ist nicht ohne weiteres zu übersehen. Es würde auch sehr viel Arbeit kosten, derartige Untersuchungen für alle Kombinationen beliebiger Amplituden und Phasengänge durchzuführen. Man hat sich deshalb im wesentlichen darauf beschränkt, zwei Spezialfälle zu behandeln, nämlich den eines idealen Phasenganges und den minimaler Phase, wie er durch „allpaßfreie“ [2] Schaltungen gegeben ist und in der Praxis am häufigsten vorkommt. Unter Verwendung von Allpässen ist es jedoch möglich — abgesehen von der stets anwachsenden Laufzeit — unabhängig vom Amplitudengang den Phasengang zu dimensionieren. Es soll deshalb in dieser Arbeit der Spezialfall einer bis zu einer Grenzfrequenz konstanten Amplitude mit anschließendem steilem Abfall auf Null bei willkürlich angenommenen Phasengängen behandelt werden. Wenn auch dieser „ideale“ Amplitudengang ähnlich wie der ideale Phasengang nur näherungsweise realisiert werden kann und vielleicht auch gar nicht realisiert werden sollte, so sind die Ergebnisse trotzdem charakteristisch für bestimmte Übertragungsarten.

Da, wie schon erwähnt, der Zusammenhang der Verformung von Rechteckwellen mit der Bildgüte gut bekannt ist, ist es nicht nötig, subjektive Untersuchungen mit verschiedenen Bildern vorzunehmen, sondern es genügt, im wesentlichen die Abhängigkeit des Einschwingvorganges vom Phasengang zu untersuchen. Es ist darüber hinaus lediglich zu prüfen, ob bei besonderen Bildinhalten noch Erscheinungen auftreten, die bei der Prüfung mit Rechteckwellen nicht gefunden werden. Dabei kann dann auch die vielfach aufgeworfene Frage behandelt werden, welches Phasenkriterium (Phasenlaufzeit, Gruppenlaufzeit usw.) beim Fernsehen zweckmäßig zur Tolerierung der videofrequenten oder hochfrequenten Phasengänge heranzuziehen ist.

2. Die videofrequente Übertragung

Das Frequenzband einer videofrequenten Fernsehübertragung beginnt mit der Frequenz Null, entsprechend der ebenfalls zu übertragenden mittleren Bildhelligkeit. Zur Prüfung des Verhaltens des Systems gegenüber allertiefsten Frequenzen werden Meßmethoden mehr oder weniger statischer Art verwendet, auf die hier nicht eingegangen zu werden braucht. Zur Prüfung gegenüber etwas höheren Frequenzen ist es üblich, eine Rechteckwelle von 50 Hz zu übertragen und die dabei auftretende Dachschräge zu ermitteln. Sie wird durch Phasenfehler verursacht und entsteht meist durch RC-Glieder

zu kleiner Zeitkonstante. Für die Darstellung in Abb. 1 ist angenommen worden, daß die Grundwelle einer Rechteckschwingung von 50 Hz um 6° [3] gegenüber den übrigen Frequenzkomponenten verschoben ist. Wie die Darstellung zeigt, führt diese Phasenverschiebung zu einer Dachschräge von etwa 13%. Allgemein ergibt sich

$$D = \frac{a}{b} \cdot 100 = \frac{4}{\pi} \cdot \sin \varphi \cdot 100 [\%] \quad (1)$$

Da heute Dachschrägen $< 3\%$ angestrebt werden, macht die Messung der entsprechend kleinen Phasenverschiebungen erhebliche Schwierigkeiten, zumal sie betriebsmäßig — d. h. mit eingeblendeten Horizontal- und Vertikal-Austastungen, mit Synchronisierimpulsen und mit nicht abgeschalteten Schwarzsteuerungen — erfolgen sollte. Durch die Schwarzsteuerungen wird bekanntlich die Dachschräge herabgesetzt, d. h., der Phasengang wird korrigiert. Wegen dieser

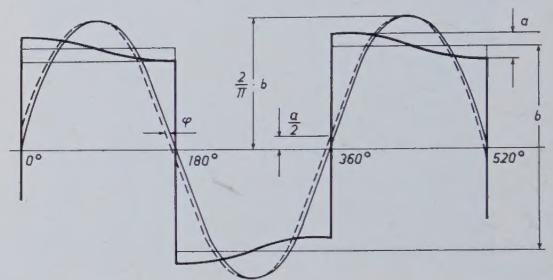


Abb. 1. Entstehung der Dachschräge einer Rechteckwelle durch Phasenverschiebung der Grundschwingung

meßtechnischen Schwierigkeiten scheint bei so tiefen Frequenzen eine Tolerierung der Phase oder einer Laufzeit unzuweckmäßig, und man verwendet besser die Dachschräge selbst als Kriterium für die Phasenfehler.

Das Verhalten eines Fernsehübertragungssystems gegenüber höheren Frequenzen wird meist ebenfalls mit Rechteckwellen geprüft. Zur Beurteilung wird jedoch nicht die Dachschräge allein, sondern der gesamte Einschwingvorgang mit Überschwängen, Unterschwingen, Steigzeit usw. herangezogen. Denkt man sich eine Rechteckwelle als Summe von Sinuswellen, so wird der Einschwingvorgang außer durch die Frequenzbandbeschränkung durch die Zeitverschiebungen der einzelnen Schwingungskomponenten gegeneinander bestimmt. Nach dieser Überlegung bietet sich als Kriterium für die zu erwartenden Verzerrungen die Phasenlaufzeit an. Abb. 2 stellt für einen angenommenen Verlauf der Phase φ von der Frequenz ω die bekannten Defi-

nitionen der Phasenlaufzeit $\tau_p = \frac{\varphi}{\omega}$ und der Gruppenlaufzeit

$\tau_G = \frac{d\varphi}{d\omega}$ dar. Die Phasenlaufzeit läßt sich aus der berechneten

oder gemessenen Phasencharakteristik leicht bestimmen, jedoch ist hier auf eine grundsätzliche Schwierigkeit hinzuweisen.

Da man einen Phasengang nicht bis zur Frequenz Null herab messen kann, sind die erhaltenen Phasenwinkel stets mehrdeutig um 360°

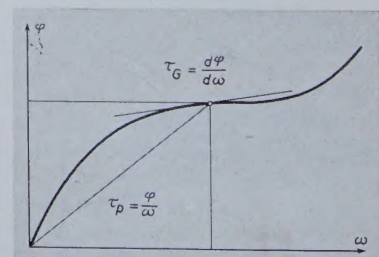


Abb. 2. Definition der Phasenlaufzeit τ_p und der Gruppenlaufzeit τ_G

Probleme für die Bildgüte bei Fernsehübertragungen

DK 621.397.62:621.317.77

oder Vielfache davon. Abb. 3 gibt ein Beispiel. Man kann den in einem beschränkten Frequenzbereich gemessenen Phasenwinkeln nicht entnehmen, ob sie zu einem Phasengang 1, 2 oder 3 gehören. Die Phasenlaufzeit ist aber, wie das Bild rechts zeigt, nur für die Kurve 1 konstant. Trotzdem ermöglichen alle drei Charakteristiken eine verzerrungsfreie Übertragung von Signalen, deren Frequenzkomponenten innerhalb dieses Frequenzbereiches liegen, da Phasen-

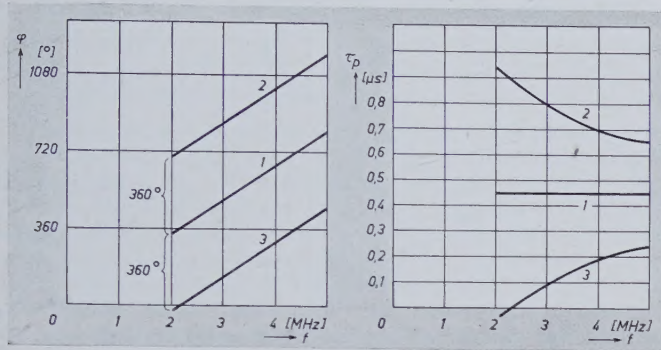


Abb. 3. Zur Mehrdeutigkeit der Phasenlaufzeit

verschiebungen aller Komponenten um 360° keinen Einfluß auf die Übertragung haben. Das gleiche gilt auch für Parallelverschiebungen der Phasencharakteristik um 180° , nur wechselt dann die Polarität des übertragenen Signals. Im allgemeinen sind jedoch bei video-frequenten Übertragungssystemen die Eigenschaften von vornherein soweit bekannt, daß solche Vieldeutigkeiten keine Rolle spielen.

Als Anhalt für die maximal zulässigen Zeitverschiebungen der Schwingungskomponenten eines Fernsehsignals gegeneinander dient vielfach ein halber Bildpunkt. Das entspricht bei unserem System einer Toleranz der Phasenlaufzeit von 50 ns. Zur näheren Untersuchung wurden deshalb willkürlich verschiedene Laufzeitcharakteristiken dieser maximalen Schwankung angenommen und bei idealem Amplitudenverlauf die Einschwingvorgänge für Rechteckwellen von 250 kHz berechnet. Die Ergebnisse zeigen Abb. 4 bis 8. Abb. 4 stellt zunächst den symmetrischen Einschwingvorgang für idealen Amplituden- und Phasengang dar. Steigt die Laufzeit nach hohen Frequenzen um maximal 50 ns an (Abb. 5), wie es z. B. einem Tiefpaßsystem minimaler Phase entspricht, so wächst das Über-

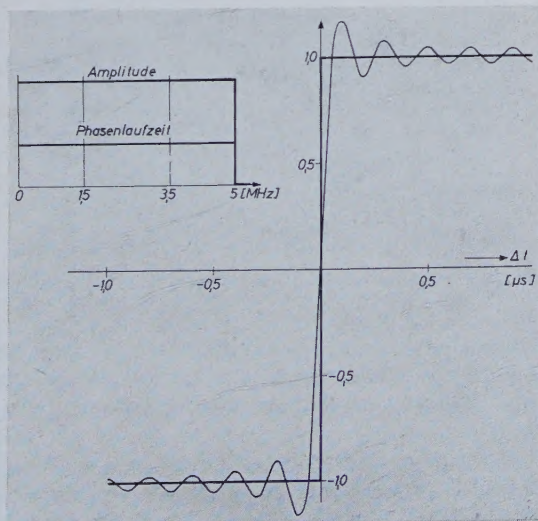


Abb. 4. Einschwingvorgang für idealen Amplituden- und Phasengang

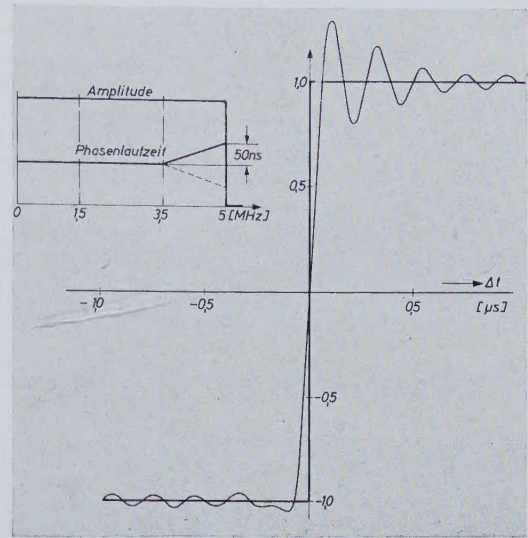


Abb. 5. Einschwingvorgang für nach hohen Frequenzen ansteigende Laufzeit

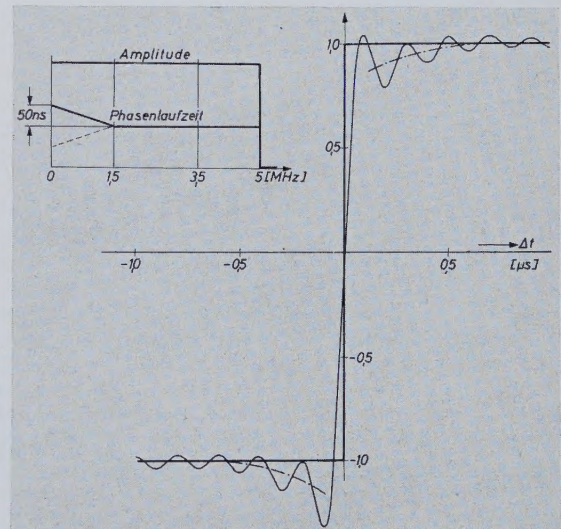


Abb. 6. Einschwingvorgang für nach tiefen Frequenzen ansteigende Laufzeit

schwingen erheblich an, während die Vorläufer verschwinden. Steigt andererseits die Laufzeit nach tiefen Frequenzen um maximal 50 ns an (Abb. 6), so treten Fahnen auf. Abb. 7 zeigt den Einschwingvorgang für den Fall, daß die Laufzeit nach tiefen und nach hohen Frequenzen hin ansteigt. Dieser Fall ist typisch für die Restseitenbandübertragung des Fernsehens.

Schließlich gibt Abb. 8 die Kombination einer nach tiefen Frequenzen abfallenden und nach hohen Frequenzen ansteigenden Phasenlaufzeit, wobei die maximale Laufzeitdifferenz 100 ns beträgt.

In den Darstellungen der Abb. 4 bis 8 ist links oben gestrichelt jeweils die komplementäre Laufzeitcharakteristik eingezeichnet. Die zugehörigen Einschwingvorgänge erhält man, wenn man die Bilder um 180° dreht. Zeichnet man alle Einschwingvorgänge der Abb. 5, 6 und 7 übereinander, so erhält man die Darstellung nach Abb. 9, die einen ungefähren, aber natürlich keineswegs vollständigen Überblick über die Variation des Einschwingvorganges unter der Voraussetzung gibt, daß man in einem 5-MHz-System Abweichungen der Phasenlaufzeit von 50 ns zuläßt. Das Überspringen wird geringer, wenn man nicht

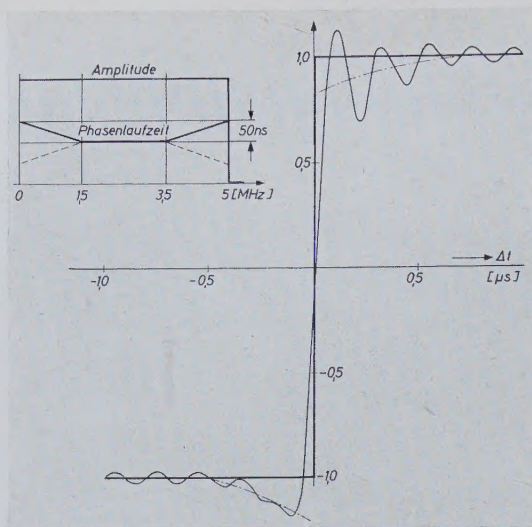


Abb. 7. Einschwingvorgang für nach hohen und tiefen Frequenzen ansteigende Laufzeit

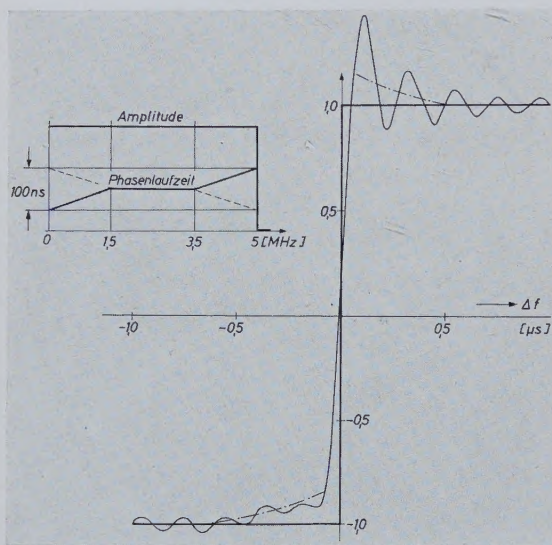


Abb. 8. Einschwingvorgang für nach tiefen Frequenzen abfallende und nach hohen Frequenzen ansteigende Laufzeit

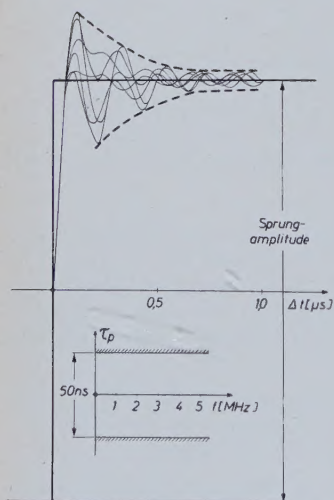


Abb. 9. Verschiedene Einschwingvorgänge für eine Phasenlaufzeittoleranz von 50 ns

den idealen Amplitudengang verwendet, sondern einen solchen, der nach hohen Frequenzen einen gewissen Abfall zeigt, wie es in der Praxis meist der Fall sein wird. Dabei werden die Fahnen nicht verändert, so daß sich dann die Überschwingsamplituden mit den Fahnenamplituden noch besser die Waage halten. Die angenommenen Toleranzen sind jedoch als noch zu groß anzusehen.

Durch Toleranzen für die Phasenlaufzeit wird die Gruppenlaufzeit noch nicht begrenzt. Sie kann zumindest in beschränkten Frequenzgebieten beliebig hohe Werte annehmen, ohne daß dadurch die Verzerrung einer Rechteckwelle beeinflußt wird. Um zu entscheiden, in welchen Fällen die Gruppenlaufzeit überhaupt die Bildgüte beeinflußt, muß zunächst auf ihre physikalische Bedeutung eingegangen werden. Man kann beispielsweise die Trägerfrequenz und die Seitenbänder einer amplitudenmodulierten Schwingung als Frequenzgruppe bezeichnen. Entsprechend der Phasencharakteristik des Übertragungssystems werden alle Frequenzen dieser Gruppe um bestimmte unterschiedliche Winkel gedreht. Ist der Phasengang im Bereich der Gruppe linear, so werden gegenüber der Phase der Trägerschwingung die Phasen der Schwingungen des einen Seitenbandes jeweils um die gleichen Winkel in der einen Richtung gedreht wie die Phasen der zugehörigen Schwingungen des anderen Seitenbandes in der entgegengesetzten Richtung. Daraus resultiert, daß die Umhüllende der modulierten Schwingung mit dem Wert der Gruppenlaufzeit verzögert wird. Das gleiche gilt auch für andere Modulationsarten. Eine Modulation wird deshalb unverzerrt übertragen, wenn die Gruppenlaufzeit für alle Frequenzkomponenten konstant ist.

Eine konstante Gruppenlaufzeit ist aber andererseits kein hinreichendes Kriterium für die verzerrungsfreie Übertragung einer nichtsinusförmigen Schwingung, also beispielsweise für ein videofrequentes Fernsehsignal. Während durch eine konstante Phasenlaufzeit der Phasenverlauf als Gerade festgelegt ist, die durch den Nullpunkt des Koordinatensystems geht, braucht die nur durch eine konstante Gruppenlaufzeit festgelegte Gerade den Nullpunkt des Koordinatensystems nicht zu schneiden. Daß man diese Tatsache häufig wenig beachtet, liegt daran, daß bei den üblichen Tiefpaßsystemen die Phase für die tieferen Frequenzen bis zum Nullpunkt des Koordinatensystems linear verläuft. Bei der Restseitenbandübertragung des Fernsehens trifft dies aber schon nicht mehr zu, so daß hier die Angabe von Gruppenlaufzeiten allein die Eigenschaften des Systems nicht eindeutig kennzeichnet [4].

Einen interessanten Einblick in den Wesensunterschied von Phasen- und Gruppenlaufzeit gibt der Fächer im *RMTA*-Testbild (vgl. Abb. 11). In einem normalen Tiefpaßsystem steigt die Phase in der Nähe der Grenzfrequenz wesentlich stärker an als bei tiefen Frequenzen (Abb. 10). In der Nähe der Grenzfrequenz unterscheidet sich des-

halb die Phasenlaufzeit $\frac{\varphi}{\omega}$ (Abb. 10b) wesentlich von der Gruppen-

laufzeit $\frac{d\varphi}{d\omega}$ (Abb. 10c). Der Fächer im Testbild besteht nach

Abb. 10d aus einem Gleichspannungsimpuls und einem überlagerten Wechselspannungsimpuls. Die Phase der Wechselspannung erhält eine Verzögerung entsprechend ihrer Phasenlaufzeit, während

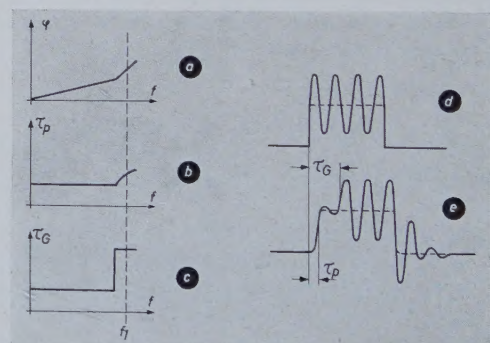


Abb. 10. Zum Wesensunterschied von Phasen- und Gruppenlaufzeit

die Umhüllende durch die Gruppenlaufzeit verzögert wird. Mit dem um etwa die mittlere Phasenlaufzeit seiner Frequenzkomponenten verzögerten Gleichspannungsimpuls entsteht dann die Schwingung nach Abb. 10e.

Abb. 11 zeigt den Fächer des *RMTA*-Testbildes, das über einen 5-MHz-Tiefpaß übertragen wurde, in starker Vergrößerung. Man erkennt das Umbiegen der Fächerelemente nahe der Grenzfrequenz entsprechend der Charakteristik der Phasenlaufzeit des Tiefpasses

und weiterhin das verlängerte Ausschwingen, das durch die Gruppenlaufzeit bestimmt wird. Infolge hoher Schwankungen der Gruppenlaufzeit können also grundsätzlich Bildfehler entstehen, die durch eine Tolerierung der Phasenlaufzeit allein nicht begrenzt werden. Da jedoch die Wahrscheinlichkeit gering ist, daß in normalen Bildern Frequenzgruppen in so engen Frequenzbereichen auftreten, daß sie konstante und von der Phasenlaufzeit stark abweichende Gruppenlaufzeiten vorfinden, ist es fraglich, ob es in der Praxis notwendig ist, zusätzlich zur Phasenlaufzeit noch die Gruppenlaufzeit zu tolerieren.

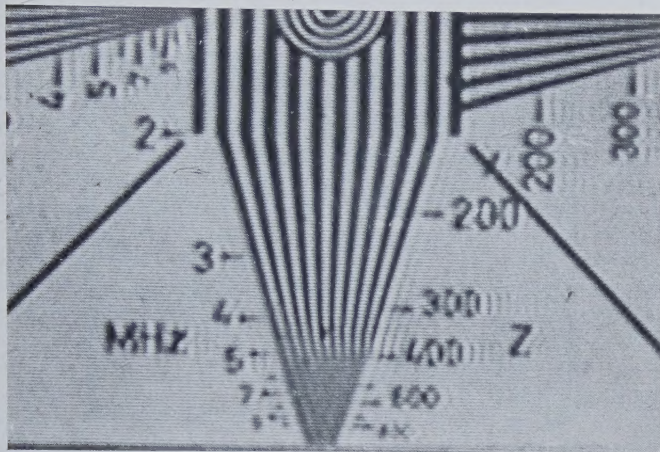


Abb. 11. Fächer des RMTA-Testbildes bei nach hohen Frequenzen stark ansteigender Phasenlaufzeit

Eine Besonderheit stellt in dieser Hinsicht allerdings das Farbfernsehen dar [4]. Beim NTSC-System wird die Farbinformation mit einem Hilfsträger übertragen, der amplituden- und phasenmoduliert wird. Um die Farbinformation unverzerrt zu übertragen und damit sie an der Empfänger-Bildröhre zeitlich mit der Helligkeitsinformation übereinstimmt, ist zu fordern, daß die Gruppenlaufzeit im Frequenzbereich der Farbinformation konstant und in bestimmter zeitlicher Beziehung zur Phasenlaufzeit steht. (Beide brauchen nicht gleich zu sein, da zeitliche Verschiebungen zwischen den Farbsignalen und den Helligkeitssignalen durch Laufzeitketten auf der Sende- oder Empfangsseite korrigiert werden können).

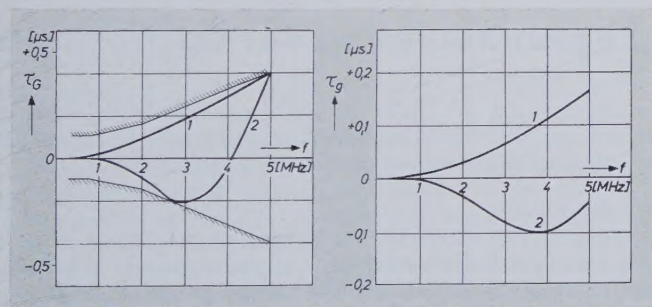


Abb. 12. Willkürlich angenommene Kurven für die Gruppenlaufzeit und die entsprechenden Kurven für die Phasenlaufzeit. Toleranzen: 200 kHz ... 800 kHz = $\pm 0,1 \mu\text{s}$; 800 kHz ... 2000 kHz = $\pm 0,1 \dots \pm 0,15 \mu\text{s}$; 2000 kHz ... 5000 kHz = $\pm 0,15 \dots \pm 0,4 \mu\text{s}$

In der Fernleitungstechnik wird vielfach statt der Phasenlaufzeit die Gruppenlaufzeit toleriert. Das hat seinen Grund vor allem darin, daß hier zur Messung vorwiegend das Nyquistverfahren verwendet wird, das unmittelbar die Gruppenlaufzeit liefert. Da man es bei Fernleitungen aber vorwiegend mit normalen Tiefpaßsystemen zu tun hat, reicht die Tolerierung der Gruppenlaufzeit im allgemeinen aus.

In Abb. 12 ist ein Toleranzschema für Fernsehweitverbindungen dargestellt [3]. Um einen Überblick zu erhalten, welchen Phasenlaufzeiten die bezeichneten Gruppenlaufzeittoleranzen entsprechen, wurden in das Schema willkürlich die Kurven 1 und 2 eingezeichnet und die zugehörigen Phasen und Phasenlaufzeiten berechnet. Das Ergebnis zeigt das rechte Teilbild.

3. Das trägerfrequente System

Für eine trägerfrequente Übertragung sind in Abb. 13 die Definitionen der Gruppenlaufzeit $\tau_G = \frac{d\varphi}{d\omega}$ und der auf den Träger bezogenen Phasenlaufzeit $\tau_s = \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}$, der sogenannten „Seitenbandlaufzeit“ [5], dargestellt. Die eigentliche Phasenlaufzeit hat bei trägerfrequenten Übertragungen im allgemeinen keine Bedeutung.

Die physikalische Bedeutung der Gruppenlaufzeit wurde schon beim videofrequenten System behandelt. Sie gibt die Verzögerung des einem Träger aufmodulierten Signals an für den Fall, daß sie im Bereich der aus dem Träger und den Seitenbändern bestehenden Frequenzgruppe konstant ist.

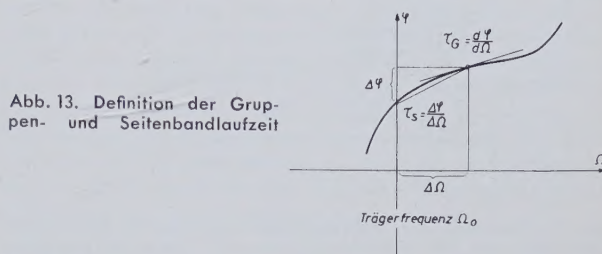


Abb. 13. Definition der Gruppen- und Seitenbandlaufzeit

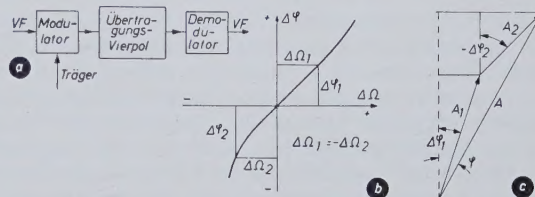


Abb. 14. Ermittlung der Phase der demodulierten Schwingung aus den Seitenbandphasen

Die Seitenbandlaufzeit entspricht weitgehend der Phasenlaufzeit des videofrequenten Systems. Abb. 14a zeigt das Schema der trägerfrequenten Übertragung mit Modulator, Übertragungsvierpol und Demodulator. Der Übertragungsvierpol kann beliebig aus Filtern, Leitungen oder drahtlosen Übertragungsstrecken bestehen. Weder der Modulator noch der Demodulator enthalten Elemente, die den Amplitudengang oder den Phasengang beeinflussen. Nimmt man eine Amplitudenmodulation mit kleinem Modulationsgrad an, so liefert, wie leicht zu übersehen ist, jede Seitenfrequenz am Ausgang des Demodulators eine videofrequente Komponente, deren Phasenlaufzeit gegenüber der videofrequenten Eingangsschwingung gleich der entsprechenden Seitenbandlaufzeit ist. Um die resultierende videofrequente Ausgangsspannung zu erhalten, sind beide Komponenten vektoriell zu addieren. Aus Abb. 14b und c geht hervor, daß sich die Phasenverschiebung der Resultierenden $\Delta\varphi$ aus den Seitenbandphasen $\Delta\varphi_1$ und $\Delta\varphi_2$ nach der folgenden Formel berechnen läßt:

$$\tan \Delta\varphi = \frac{A_1 \cdot \sin \Delta\varphi_1 + A_2 \cdot \sin (-\Delta\varphi_2)}{A_1 \cdot \cos \Delta\varphi_1 + A_2 \cdot \cos (-\Delta\varphi_2)} \quad (2)$$

Darin sind A_1 und A_2 die Amplituden der beiden Schwingungskomponenten am Ausgang des Demodulators oder auch die beiden Amplituden der Seitenfrequenzen vor dem Demodulator. Für kleine Winkel kann man statt der Formel (2) für die resultierende Laufzeit τ_p folgendermaßen schreiben:

$$\tau_p = \frac{A_1 \cdot \tau_{s1} + A_2 \cdot \tau_{s2}}{A_1 + A_2} \quad (3)$$

Es wurde bereits an anderer Stelle [5] darauf hingewiesen, daß die Demodulatoren in der Praxis nicht ideal arbeiten. Insbesondere können bei Fernsehempfängern recht komplizierte Verhältnisse vorliegen. Es wurde deshalb dort ein Meßverfahren vorgeschlagen, das die Eigenschaften des Demodulators mit erfaßt.

Auch bei Fernsehsendern kann man nicht die Modulatoren von den Elementen trennen, die den Amplituden- und Phasengang des Sen-

ders bestimmen. Die Ausgangskreise sind mit der Endröhre konstruktiv vereinigt. Durch die üblicherweise angewendete Gitterbasisschaltung erfolgen weiterhin Rückwirkungen auf den Treiber, wodurch auch die Kreise vor der modulierten Stufe Einfluß auf die Modulationseigenschaften nehmen, Phasenmodulation hervorgerufen können usw. Man ist aber ähnlich wie beim Empfänger in der Lage, die Seitenbandphasen eines Fernsehsenders betriebsmäßig zu messen. Das Schema des Meßverfahrens ist in Abb. 15 dargestellt. Der Sender wird mit der Frequenz F_M moduliert und gibt dann die Trägerfrequenz F_T

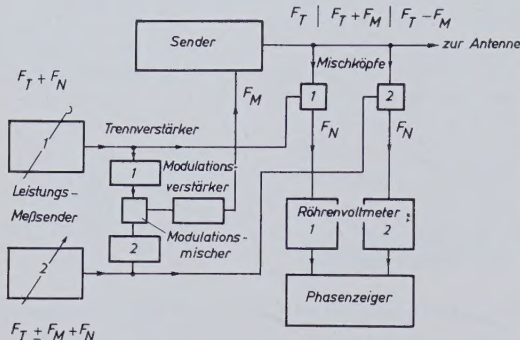


Abb. 15. Anordnung zur betriebsmäßigen Messung der Seitenbandamplituden und der Seitenbandphasen an einem Fernsehsender

und die beiden Seitenfrequenzen $F_T + F_M$ und $F_T - F_M$ an die Antenne ab. Die Modulationsfrequenz F_M wird gewonnen als Differenzfrequenz der Frequenzen $F_T + F_N$ und $F_T \pm F_M + F_N$, die in zwei Leistungsmeßsendern erzeugt und über Trennverstärker dem Modulationsmischer zugeführt werden. Die Frequenzen werden gleichzeitig in zwei Mischköpfen mit dem hochfrequenten Ausgangssignal gemischt. Dabei entsteht als Differenz $F_T + F_N - F_T$ im Mischkopf 1 die Frequenz F_N mit einer Amplitude, die der Trägerfrequenz proportional ist. Am Ausgang des Mixers 2 entsteht die gleiche Frequenz F_N beispielsweise als Differenz $F_T + F_M + F_N - (F_T + F_M)$

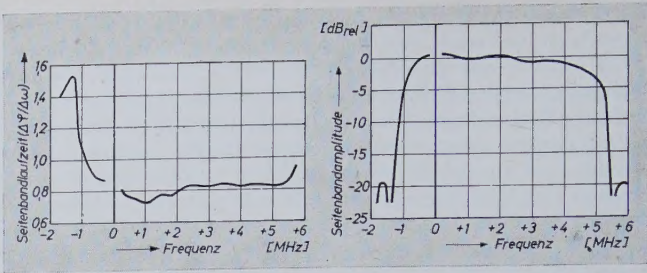


Abb. 16. Gemessene Charakteristiken eines Fernsehsenders

mit einer der Seitenfrequenz proportionalen Amplitude. Diese beiden Niederfrequenzen von etwa 30 kHz werden durch Tiefpässe von den höheren Frequenzkomponenten getrennt und dem Phasenzeiger zugeführt. Ihre Amplituden werden durch Röhrenvoltmeter angezeigt. Zur Messung wird lediglich die Frequenz des Meßsenders 2 variiert. Der erhaltene Phasenverlauf ist nach Abzug eines konstanten Phasenwinkels, der von den verwendeten Kabellängen usw. abhängig ist, gleich der Seitenbandphase mit Einschluß aller Eigenschaften des Modulators und der im Zuge der Modulation liegenden Einrichtungen des Senders. Abb. 16 zeigt gemessene Charakteristiken eines betriebsmäßigen Fernsehsenders.

Schrifttum

[1] Müller, J.: Über den Zusammenhang von Einschwingverhalten und Bildgüte bei Fernsehübertragungssystemen. FTZ Bd. 6 (1953) Nr. 7, S. 320—324
[2] ● Peters, J.: Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität. Göttingen 1954, Springer-Verl.
[3] Fernmeldetechnisches Zentralamt. Anforderungen an eine Fernseh-Weitverbindung. Entwurf vom 1. Dez. 1954
[4] Avins, J., Harris, B., u. Horvath, J. S.: Improving the Transient Response of Television Receivers. Proc. IRE Bd. 42 (1954) Nr. 1, S. 274—283
[5] Griese, H. J.: Verfahren zur Messung der Selektions- und Laufzeiteigenschaften von Fernsehempfängern. AEÜ Bd. 9 (1955) S. 167—170

Mitteilung der Fernseh GmbH, Darmstadt

W. DILLENBURGER

Lichtpunkt- und Vidikon-Filmabtaster
Ein Vergleich unter Zugrundelegung der Gerbernorm

DK 621.397.9:778.55

B. Vergleich der Bedienung und Justierung

Im vorhergehenden Teil dieser Arbeit (Nr. 7, S. 181—184) wurden die beiden Abtaster, was ihre Verschiedenheit hinsichtlich der erreichbaren Bildgüte anbelangt, verglichen. Es gibt aber noch eine Reihe von Punkten, die weniger die Bildgüte als vielmehr die Justierung und Bedienung betreffen.

1. Schrumpfausgleich

Beim Lichtpunktabtaster müssen die beiden, in verschiedenen Teilen des Bildfensters abgetasteten Teilbilder einen ganz bestimmten Abstand haben, wenn sie auf der Bildröhre richtig ineinanderfallen sollen, wenn also der Abtaster einwandfreie Zwischenzeilen geben soll. Infolge der verschiedenen möglichen Schrumpfung der Filme muß dieser Abstand in geringen Grenzen variierbar sein. Bei den deutschen Filmabtastern wird die Einstellung jeweils von Hand nach dem Kontrollbild vorgenommen. Im Ausland verwendet man auch automatischen Schrumpfausgleich, dessen Zuverlässigkeit jedoch auch nicht ganz so ist, wie man sie haben möchte. Ein Schrumpfausgleich entfällt bei den Vidikonabtastern vollständig. Beim 35-mm-Lichtpunktabtaster kann der Schrumpfausgleich verhältnismäßig leicht eingestellt werden. Insbesondere beim 16-mm-Abtaster bestehen aber doch schon Schwierigkeiten, für das ganze Bild eine einwandfreie Zwischenzeile zu erreichen. Die Justierung muß sehr sorgfältig durchgeführt werden und erfordert eine verhältnismäßig lange Abgleichzeit. Sie wird allerdings bereits im Prüfling nach Fertigstellung des Abtasters vorge-

nommen und bleibt dann im Betrieb praktisch erhalten, so daß die größeren Schwierigkeiten weniger den Benutzer angehen.

2. Flimmern

Die Tatsache, daß die beiden Teilbilder des Lichtpunktabtasters in verschiedenen Höhen des Bildfensters liegen, verursacht bekanntlich dann leicht ein Flimmern mit 25 Hz, wenn die beiden Strahlengänge in ihrer Intensität nicht ganz identisch sind. Vor allem können sie nur in Teilen des gesamten Bildes unterschiedlich sein, wobei dann ein Teilflimmern entstehen kann. Auch die Fotozelle kann ein Flimmern verursachen, da die von ihrem Sekundärelektronenverstärker an dessen Ausgangswiderstand erzielte Spannung etwas vom Auftreffwinkel der Lichtstrahlen auf die Fotokatode abhängig sein kann. Das spielt eine Rolle, wenn die Auftreffwinkel für die beiden Teilbilder unterschiedlich sind. Tatsächlich waren die hier auftretenden Probleme nur mit Schwierigkeiten zu lösen. Das Justieren der Fotozellen geschieht ebenfalls bereits in der Fabrik. Beim Unbrauchbarwerden einer Fotozelle, was immer vorkommen kann, betrifft diese Frage jedoch auch den Benutzer.

Bei dem Vidikonabtaster wird gelegentlich ein zonenweises Flimmern in einer Bildecke oder am oberen Bildrand beobachtet. Es erfolgt mit 25 Hz und hat offenbar seinen Grund in der Zwischenzeilenabtastung. Wie das Flimmern entsteht, konnte noch nicht geklärt werden. Bekannt ist es auch bei dem Superorthikon. Wenn man ein Vidikon im Filmabtasterbetrieb mit niedriger Spannung der Fotoschicht von

etwa 20 V und großem Lichtstrom betreibt, wie es bei Filmabtastung üblich ist, tritt jedoch diese Flimmererscheinung praktisch nicht auf. Bei Kamerabetrieb wurde sie bei hoher Signalplattenvorspannung beobachtet.

3. Einstellung des Strahlstroms

Bei dem Lichtpunktabtaster ist ein ganz bestimmter Strahlstrom notwendig, um die nötige Helligkeit auf der Abtaströhre zu bekommen. Die deutschen Abtaster arbeiten zur Zeit mit 75 μA . Der Wert ist mit Rücksicht auf die erreichbare Punktschärfe und auch mit Rücksicht auf Sättigungserscheinungen im Leuchtschirm bei gegebener Anoden-

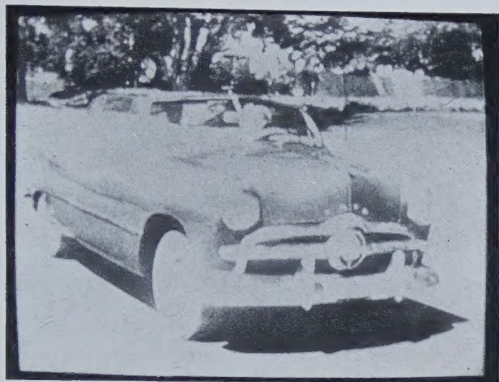


Abb. 5. Sehr scharfe Begrenzung des Bildsignals bei zu geringem Strahlstrom des Vidikons infolge unzureichender Umladung der Speicherplatte. Die Zeichnung in den hellen Bildteilen geht dann vollständig verloren

spannung begrenzt. Er geht etwas in die Nachleuchtkompensation ein. Er wird nach einem Instrument eingestellt und bleibt praktisch immer auf dem gleichen Wert.

Bei dem Vidikon muß der Strahlstrom sehr genau einen ganz bestimmten Wert haben, der von dem jeweiligen Maximalwert des Lichtstroms abhängig ist. Wird er zu klein eingestellt, so erfolgt bei der Abtastung keine genügende Umladung der einzelnen Speicherkapazitäten. In hellen Bildteilen geht dann die Zeichnung vollständig verloren, es erfolgt eine sehr scharfe Begrenzung des Bildsignals, wie dies Abb. 5 zeigt.

Wird jedoch der Strahlstrom zu groß eingestellt, so wird das Bild schnell unschärfer. Außerdem beobachtet man eine Veränderung der Geometrie. Das erschwert den Betrieb.

4. Regelautomatik

Beide Abtaster sind mit einer Regelautomatik für Weiß ausgestattet, die bei Überschreiten des Sollpegels durch das Eingangssignal an Verstärker automatisch die Verstärkung auf einen solchen Wert herunterregelt, daß das Ausgangssignal konstant bleibt. Der Eingangswert kann dann überschritten werden, wenn z. B. der Filmabtaster für eine Lichterschwärzung von 0,7 richtig eingestellt war und nun plötzlich ein Filmstreifen abgetastet wird, der eine geringere Lichterschwärzung hat. Die Fotozelle des Lichtpunktabasters gibt dann ein entsprechend größeres Bildsignal an den Eingang des Verstärkers. Die Verstärkung wird anschließend durch die Automatik heruntergeregelt. Der Vorgang wird praktisch kaum bemerkt. Dabei kann die Lichtertransparenz z. B. auf den vierfachen Wert steigen.

Bei dem Vidikonabtaster tritt jedoch jetzt, wenn der Strahlstrom für die Schwärzung 0,7 vorher etwa richtig eingestellt war, eine scharfe Begrenzung des Bildsignals ein. Das zum Herunterregeln des Verstärkers durch die eingebaute Regelautomatik notwendige größere Eingangssignal entsteht gar nicht oder nur in geringem Maß. Wenn also eine solche Regelautomatik noch arbeiten soll, muß der Strahlstrom so groß eingestellt werden, daß bei der geringsten vorkommenden Lichterschwärzung eine vollständige Umladung der Speicherplatte eintritt. Da man mit Rücksicht auf den Schärfenverlust den Strahlstrom nicht sehr viel höher einstellen kann als dem gerade notwendigen Wert entspricht, bleibt also der Regelbereich einer solchen Automatik sehr beschränkt. Wenn man zuviel Licht auf die Fotoschicht gibt, ändert sich zudem, wie man aus den Aussteuerungskennlinien des Vidikons (Abb. 2) ersieht, die Lichtergradation, was nicht erwünscht ist. Richtiger ist es, das Licht automatisch zurückzuregeln,

was bereits in ausländischen Vidikonabastern durchgeführt ist. Zur Zeit muß bei dem Abtaster der *Fernseh GmbH* die Lichtregelung nach dem Kontrolloszillogramm von Hand vorgenommen werden. Eine Weißautomatik ist dann trotzdem eine Hilfe zur Vermeidung von momentanen Übersteuerungen des Verstärkers. Sie kann aber grundsätzlich nicht dazu benutzt werden, größere Unterschiede in der Dichte des Films auszugleichen.

In Industrie-Kameras wird die Anpassung der Empfindlichkeit an die Lichtverhältnisse durch automatische Änderung der Vorspannung der Fotoschicht durchgeführt (*Grundig*). Diese Methode hat einerseits Änderungen der Gradation und andererseits des Nachziehens zur Folge. Sie ist daher für hochwertige Filmabtaster nicht anwendbar, wenn sie auch recht einfach ist.

Im Gegensatz hierzu wird die Gradation bei dem Lichtpunktabtaster bei schwankender Dichte des Films, sofern man sich auf dem geradlinigen Teil der Schwärzungskurve des Films bewegt, nicht verändert. Die Regelautomatik sorgt dafür, daß die Gammaentzerrung praktisch stets mit dem gleichen Pegel betrieben wird, so daß das Gamma, über den ganzen Verstärker gesehen, auch bei Schwankungen der Lichtertransparenz im abgetasteten Bild sich praktisch nicht wesentlich zu ändern braucht. Allerdings wird die Schwärzungskurve im benutzten Bereich normalerweise Krümmungen enthalten (z. B. Durchhang), so daß bei Änderungen der Lage des Schwärzungsumfangs auf der Schwärzungskurve Gradationsänderungen eintreten.

5. Gammaregelung

Wie die Gammaregelung durchgeführt wird, ist für den Vidikonabtaster bereits oben kurz erwähnt worden. Auch in dieser Beziehung ergibt sich ein kleiner Vorteil für den Lichtpunktabtaster. Hier entspricht dem Lichtstrom Null genau der Austastwert im Bildsignal. Bei der Gammaregelung bleibt daher das dem Lichtstrom Null entsprechende Potential wirklich konstant. Das Vidikon zeigt jedoch einen Dunkelstrom, der je nach der gewählten Vorspannung der Fotoschicht zwischen 0,004 und 0,02 μA beträgt. Der Wert steigt mit steigender Signalplattenspannung. Bei Filmabtastung kommen üblicherweise die kleinen Werte des Dunkelstroms in Frage, bei Kamerabetrieb jedoch die größeren. Der Austastwert im Bildsignal entspricht daher zwar ebenfalls dem Strahlstrom Null, wie bei der Abtaströhre des Lichtpunktabasters. Der Wert für den Lichtstrom Null liegt aber etwas höher. Da man im Verstärker durch die Klemmschaltungen praktisch nur den Austastwert auf festem Potential halten kann, muß bei einer Gammaregelung der Schwarzwert im Bild stärker schwanken, als dies beim Lichtpunktabtaster der Fall ist. Dies ist vielleicht dann von geringer Bedeutung, wenn während einer laufenden Abtastung wegen sehr unterschiedlichen Schwärzungsumfangs einzelner aneinandergeklebter Filmstreifen der Gammaregler betätigt werden muß.

Es kommt weiter hinzu, daß es doch recht schwierig ist, eine vollkommen einwandfreie Austastlücke vom Vidikon zu erhalten. Es gelingt kaum, die Rücklaufspannungsspitzen bzw. Einschwingvorgänge vor allem des Horizontalablenkgeräts restlos vom Verstärkereingang fernzuhalten. Dadurch können die Klemmschaltungen etwas beeinflußt werden. Zur Zeit sieht es so aus, als ob man dann, wenn man beim Vidikonabtaster stets eine gleich gute Gradation wie bei dem Lichtpunktabtaster erhalten will, doch besser aufpassen und die diesbezüglichen Regler öfter betätigen muß, als dies bei dem Lichtpunktabtaster notwendig erscheint.

6. Nachleuchtkompensation

Die Nachleuchtkompensation wird oft als ein Nachteil des Lichtpunktabasters hingestellt. In der Fabrik ist sie zunächst für die mitgelieferte Abtaströhre genau eingestellt. Von Abtaströhre zu Abtaströhre können sich kleine Unterschiede ergeben. Auch ändert sich das erforderliche Maß der Nachleuchtkompensation etwas mit der Lebensdauer der Röhre, und zwar dann, wenn diese bereits merklich unschärfer geworden ist, wodurch die Stromdichte im Leuchtschirm abnimmt. Die Nachleuchtkompensation ist in ihrer Einstellung ja bekanntlich von der Stromdichte auf dem Leuchtschirm abhängig. Die Einstellung kann jedoch mühelos nach einem geeigneten Testbild vorgenommen werden. Eine häufige Nachjustierung ist keinesfalls notwendig. Der Aufwand zur Kompensation im Verstärker ist praktisch heute sehr gering. Er wird zumindest durch den Aufwand, den man beim Vidikonabtaster für die Entzerrung der Kennlinie treiben muß, aufgewogen.

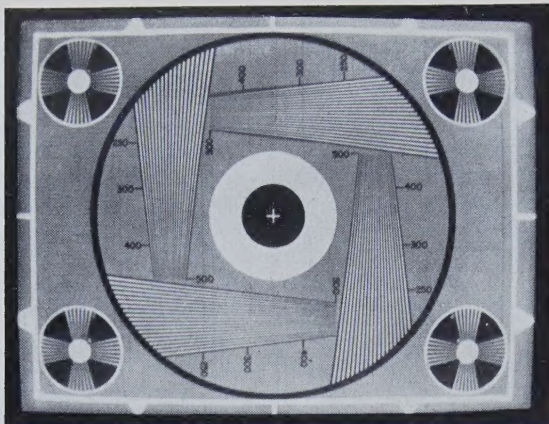


Abb. 6. Schärftest aus einem 16-mm-Testfilm. Die Kissenverzeichnung an den Rändern ist fotografisch durch die Bildschirmwölbung bedingt

Schlußbemerkung

Es soll dem Leser überlassen bleiben, welchen der angeführten Punkte er bei dem Lichtpunktabtaster oder bei dem Vidikonabtaster als günstiger bewerten will. Zweifellos ist der Aufwand für den mechanischen Teil beim Vidikonabtaster geringer. Der Aufwand für den elektrischen Teil ist, was den Verstärker anbelangt, bei beiden Abtastern etwa gleich groß. Die Ablenkgeräte haben für den Vidikonabtaster eine geringere Leistung als für den Lichtpunktabtaster. Es entfällt weiterhin das Hochspannungsgerät für die Anodenspannung der Abtaströhre. Auf der mechanischen Seite ist gegenüber dem Vidikonabtaster bei dem Lichtpunktabtaster zusätzlich der Schrumpfausgleich im Betrieb einzustellen. Was die Einfachheit der Einstellung der elektrischen Größen anbelangt, ist zweifellos der Lichtpunktabtaster im Vorteil. Das dürfte aus der vorangegangenen Gegenüberstellung eindeutig hervorgehen.

Die erreichbare Bildqualität ist bei 625 Zeilen, wenn man nur das übertragbare Band von 5 MHz Breite unter Zugrundelegung der Gerbernorm betrachtet, bei beiden Abtastern praktisch die gleiche. Insbesondere beim 16-mm-Abtaster geht die bessere Vertikalschärfe des Lichtpunktabstasters sehr leicht infolge nicht genügend hoher Laufgenauigkeit des Abtasters verloren. Wenn man einen horizontal liegenden Linienkeil im Testbild betrachtet, ist die erreichte Auflösung in beiden Fällen nur etwa 450 Zeilen. Die bei dem Lichtpunktabtaster dann noch zu beobachtenden Interferenzstreifen zwischen dem Linienkeil und den horizontal liegenden Zeilen zeigen, daß die Vertikalschärfe des 16-mm-Lichtpunktabstasters besser ist. Die hohe

Schärfe des Lichtpunktabstasters wird ja nicht durch zusätzliche Aperturkorrektur, die nur in horizontaler Richtung wirkt, erreicht. Sie ist tatsächlich durch die auf der Abtaströhre erzielte hohe Punktschärfe gegeben.

Der wesentlichste Vorteil des Vidikon-Filmabtasters ist die Möglichkeit, durch Regelung des Lichts in Verbindung mit der γ -Regelungsmöglichkeit von Filmstreifen verschiedenster Dichte und verschiedensten Schwärzungsumfangs stets gute Bilder zu erhalten. Dies wurde



Abb. 7. Bei Stillstand des Filmprojektors fotografiertes Bild (625 Zeilen)

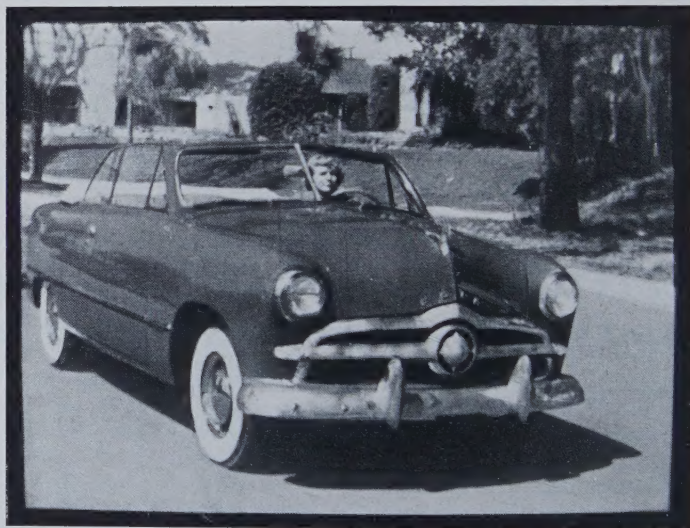


Abb. 8. Ein anderes Bild aus dem gleichen Testfilm. In der Originalaufnahme sind die Zeilen gut zu sehen, sie gehen jedoch im Druck verloren

FUNK-TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTRONIK



brachte in den Augustheften u. a. folgende Beiträge:

1. Augustheft 1956 (Nr. 15)

- Neue Transistoren und Gleichrichter
- Mittelwellen-Navigationsfunkfeuer
- Eigenschaften und Dimensionierung von Ferritantennen
- Das Doppelmagnetonggerät
- Doppelsuper für alle Bänder
- Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre

2. Augustheft 1956 (Nr. 16)

- Beispiele für Schaltungstechnik und Aufbau der neuen Musikmöbel 1956/57
- Eigenschaften von UKW-Abstimmereinheiten mit der ECC 85
- Trigger-Zusatzgerät für Oszillografen
- Bausteine für 2-m-Band-Super
- Der Nordmende-Universalwobbler „UW 958“
- Von Sendern und Frequenzen · Kurznachrichten · Zeitschriftendienst
- Beilagen: Bausteine der Elektronik · Amerikanische Abkürzungen
- Neue Röhren EF 83, EL 95

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK · Berlin-Borsigwalde

für Filme mit einem Schwärzungsumfang von 0,4 (z. B. $D = 0,8$ bis 1,2) bis 2 (z. B. $D = 0,7 \dots 2,7$) bei einer Lichterschwärzung bis zu 1,2 erprobt. Sorgfältigste Einstellung aller Betriebsgrößen ist jedoch notwendig. Was der den Betrachtungen zugrunde liegende Vidikonabtaster leistet, zeigen die Abb. 6, 7 und 8 (aus einem 16-mm-Testfilm). Die insbesondere in Abb. 6 erkennbare Kissenverzeichnung ist durch die Bildschirmwölbung der benutzten Bildröhre (25-cm-Diagonale) fotografisch verursacht. Dadurch erscheinen die kleinen Kreise verzerrt. Vergleichsbilder von einem Lichtpunktabtaster sind hier nicht wiedergegeben, da sie keine Unterschiede zu denen vom Vidikonabtaster zeigen. Längere Betriebserfahrungen mit dem Vidikonabtaster liegen zumindest bei den deutschen Rundfunkanstalten noch nicht vor. Es bleibt noch abzuwarten, wie weit sich die hohe erreichbare Bildqualität im praktischen Betrieb halten läßt und wie sich die Streuungen von Röhre zu Röhre auswirken. Der Lichtpunktabtaster hat sich bereits seit Jahren bewährt. Man weiß heute sehr genau, was man von ihm erwarten kann.

Für die synthetische Darstellung von Lauten aller Art mit elektroakustischen Mitteln sind zahlreiche Untersuchungen und Entwicklungen durchgeführt worden. Bei der RCA faßte Olson die Ergebnisse der internationalen akustischen Forschung in dem „Electronic Music Synthesizer“ zusammen. Die klanglichen Funktionswerte der Musik werden bei diesem Gerät in physikalische Größen umgesetzt und in getrennten Stromkreisen dargestellt. Der jeweilige Kompositionsplan ist in einer Papierrolle eingestanzt, die die Stromkreise steuert. Der Klangablauf wird auf eine Schallplatte aufgezeichnet. Auch die Singstimme läßt sich mit dem Laut-Synthetisator imitieren. Durch wiederholtes Überspielen der aufgenommenen Platten sind auch mehrstimmige Werke herzustellen. Die Synthese der Sprache erfolgt unter Verwendung eines Codes mit 525 Informationseinheiten.

F. WINCKEL

Der Laut-Synthetisator nach Olson

DK 681.828.24

Nach der schon vor 20 Jahren [1, 2] erstmals gelungenen Demonstration von Sprachlauten mittels elektroakustischer Mittel hat eine systematische Entwicklung der synthetischen Darstellung von Lauten aller Art eingesetzt.

Die zunächst entstandenen elektrischen Musikinstrumente beruhten auf dem Bestreben, einerseits klassische Instrumente mit Tonabnehmern zu versehen, um dadurch deren Klangabstrahlung zu erhöhen, andererseits durch elektrische Generatoren — Kipperzeuger, rotierende Vorrichtungen usw. — neue, bisher noch nicht gehörte Klangfarben zu erzeugen [3, 4]. Diese Entwicklung gipfelte nach dem Kriege in der Phonomontage auf Tonbändern [5]. Man machte sich jedoch wenig Hoffnung, Musik für klassische Instrumente durch elektrische Synthese getreu imitieren zu können — noch weniger fortlaufend zusammenhängende Sprache. Am ehesten gelang es, Laute von stationärem Charakter synthetisch darzustellen, also Vokale und anhaltende Blasklänge. Das konnte außer den bereits genannten Autoren bereits C. Stumpf mittels Interferenzröhren, also ohne Zuhilfenahme der Elektroakustik [6]. Zu erwähnen ist auch noch eine Demonstration von H. Fletcher unter Verwendung einer elektrischen Filterkette [7].

Die Synthese zusammenhängender Sprache ist 1939 durch die Konstruktion des Voders der Bell Telephone Laboratories gelungen [8], und zwar — vom Standpunkt der Sprachwissenschaft aus gesehen —

in denkbar primitiver Weise. Durch Druckknopf-Tastung wurden die Vokale aus einzelnen gefilterten Frequenzbändern — von einem Gesamtbereich von 300 bis 3000 Hz — kombiniert, die Konsonanten durch einen Rauschgenerator in modifizierten Schaltungen in Verbindung mit der Vokalsynthese hergestellt.

1. Schaltanordnung des Synthetisators

Der letzte konsequente Schritt ist inzwischen von H. F. Olson durch die Schaffung eines Universalgerätes, das alle überhaupt bekannten Laute nachzuahmen in der Lage ist, vollzogen worden. Aus den Erfahrungen einer langjährigen Tätigkeit als „Musik-Ingenieur“ [9] hat Olson bei der RCA mit einem außerordentlichen Aufwand die Ergebnisse der internationalen elektroakustischen Forschung in einer Anlage — dem „Electronic Music Synthesizer“ — zusammengefaßt, mit der bereits eine Reihe klassischer Kompositionen „werkgetreu“ wiedergegeben, wie auch neue Kompositionen in neuen Klangfarben geschaffen werden konnten [10].

Die Lösung gelang dadurch, daß die klanglichen Funktionswerte der Musik — Tonhöhe, Lautstärke, Klangfarbe und Zeitverlauf — in die physikalischen Größen Frequenz, Intensität, Wellenform und Zeit übersetzt und in getrennten Stromkreisen dargestellt werden, die in einer Kaskade geschaltet, im Endprodukt auf eine Schallplatte aufgezeichnet werden. Die musikalisch-physikalische Transformation ist jedoch keine eindeutige lineare Übersetzung, sondern infolge der ständigen Modulationsvorgänge, gleichbedeutend mit Ausgleichvorgängen, ein komplexer Vorgang von nur schwer erfassbarer psychoakustischer Natur. Es handelt sich hier um verschiedene Arten der Amplitudenmodulation, das Anwachsen und Abklingen von Lauten in ihren mannigfaltigen musikalischen Erscheinungsformen wie Schwellton, pizzicato, staccato, ferner die Formen der Frequenzmodulation wie etwa Vibrato, Tremolo, Triller, außerdem glissando, portamento. Dazu kommt dann noch die Klangfarbenmodulation. Schließlich sind auch statistische Schwankungserscheinungen aller der erwähnten Lautelemente zu erwähnen, die für die Wirkung der Musik wesentlich sind. Das Unterschätzen dieses Anteils hatte frühere Versuche nicht zum gewünschten Erfolg kommen lassen. Die einfachsten Klangeigenschaften sind in Abb. 1 dargestellt.

Die Musikaufnahme erfolgt nach einem Kompositionsplan durch Stanzen von Löchern in eine Papierrolle, ein Prinzip, das schon vor mehreren Jahrzehnten zur Steuerung automatischer Klaviere — Pianola, Phonola — üblich war. Durch Ablauf der gestanzten Papierrolle auf einer Walzensteuerung werden die verschiedenen Stromkreise gesteuert, die in ihrem Zusammenwirken den gewünschten Klangablauf für die Schallplattenaufzeichnung hervorbringen. Die Gesamtanordnung, die in zwei Kanälen doppelt vorhanden ist, soll an Hand von Abb. 2 erläutert werden. Manche der Teilschaltungen sind als Ergebnis früherer Entwicklungen der elektronischen Musikerzeugung übernommen worden, wogegen einige Funktionsprinzipien der Klangmodifizierung neu eingeführt werden konnten.

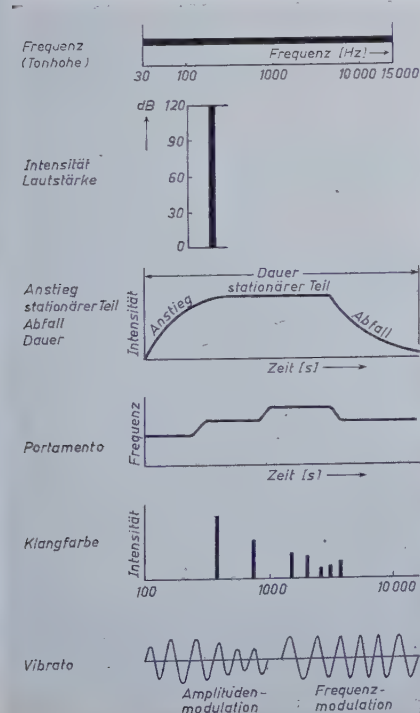
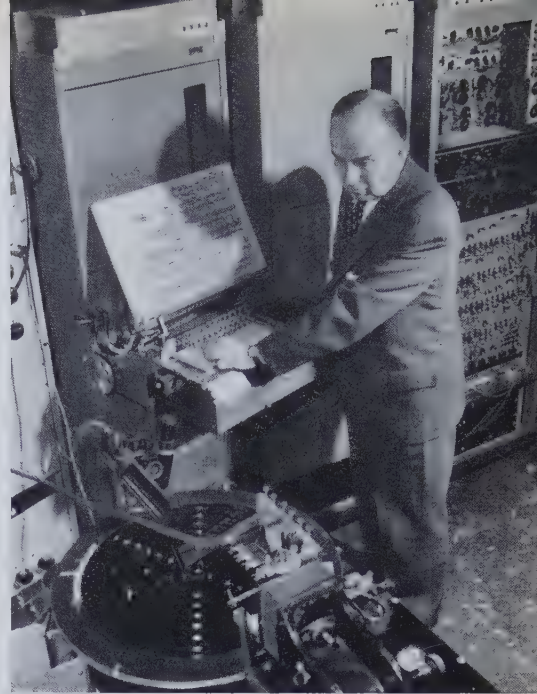


Abb. 1. Die akustischen Eigenschaften des Klanges



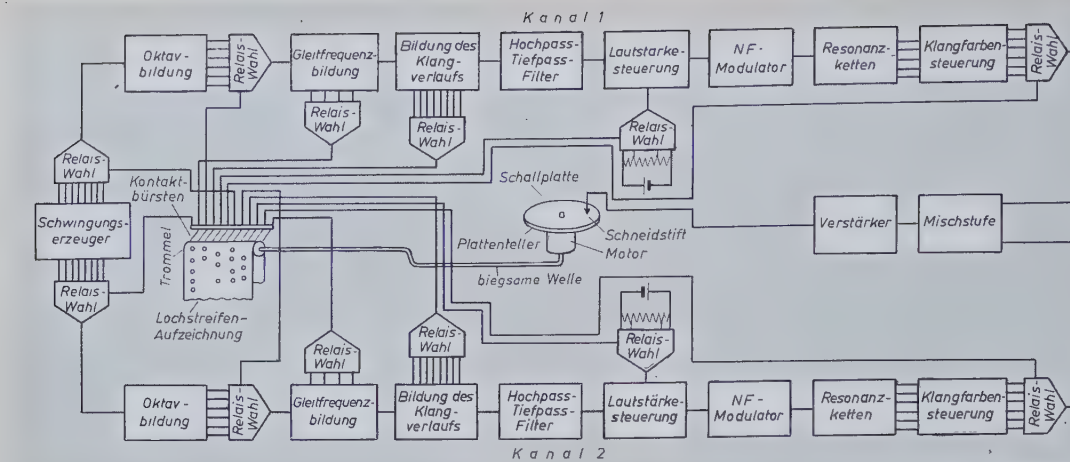


Abb. 2. Schaltschema des Synthesitors

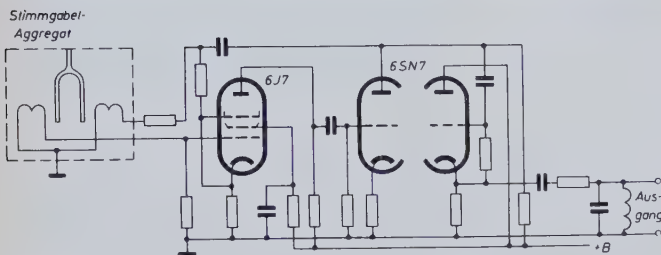


Abb. 3. Mechanisch-elektronischer Oszillator unter Verwendung einer Stimmgabel

Note	Frequenz	Note	Frequenz
fis ^a ges ^a	739,989	c ^a	1046,502
g ^a	783,991	cis ^a des ^a	1108,731
gis ^a as ^a	830,609	d ^a	1174,659
a ^a	880,000	dis ^a es ^a	1244,508
ais ^a b ^a	932,328	e ^a	1318,510
h ^a	987,767	f ^a	1396,913

Tab. I. Frequenzen der von den 12 Stimmgabel-Oszillatoren gelieferten Oktave

Die Tonerzeugung erfolgt nach dem schon sehr alten Prinzip des Stimmgabelsummers, allerdings in der besonderen Schaltung nach Abb. 3. Der kombinierte mechanische und elektronische Oszillator arbeitet in der Weise, daß die eine, vom Röhrengenerator gespeiste Spule an der Stimmgabel mittels der aus ihrem magnetischen Feld gewonnenen Kraft die eine Zinke in Schwingungen versetzt, während die dadurch in Erregung versetzte andere Zinke vermittels des entstehenden Wechselstroms in der anderen Spule zur Entstehung einer Induktionsspannung zur Speisung des elektronischen Oszillators dient. Die Stimmgabel wird als Frequenzstabilisator benutzt. Zwölf derartige Stimmgabelaggregate sind für die zwölf Töne der Oktave von fis^a bis f^a zur Verminderung der Dämpfung in Vakuumkästen angeordnet. Das Abstimmen erfolgt mit einer so hohen Genauigkeit (10⁻⁴) wie bei keinem anderen System bisher (vgl. Tab. I). Musikalisch bedeutet dies einen Fehler von 1/8 Cent, wobei 1 Cent 1/1200 einer Oktave bedeutet.

Die Tonstufen der übrigen sieben Oktaven von 23 bis etwa 5600 Hz werden in bekannter Weise durch Frequenzteilung und -vervielfachung hergestellt.

Zur Klangfarbenbildung werden die durch den Oszillator erzeugten sinusförmigen Schwingungen durch Röhrenschaltungen in Rechteckschwingungen und anschließend in Kippschwingungen verwandelt, die das Rohprodukt — ähnlich wie die Stimmbandschwingungen der menschlichen Stimme oder die angestrichene Violine — für die individuellen Klangfarben bilden. Durch zusammengeschaltete variable Hochpaß- und Tiefpaßfilter, wie sie in der Studiotechnik verwendet werden, lassen sich in dem Spektrum Höhen und Tiefen oder Frequenzbänder absenken und anheben. Außerdem ist für die Klangfarbenbildung eine Kette von acht einstellbaren Resonanzkreisen vorhanden, um einzelne Teiltöne oder Teiltongruppen her-

vorzuheben oder zu dämpfen. Es ist also die Möglichkeit gegeben, acht Formanten zusammenzusetzen, womit eine universelle Darstellbarkeit nahezu aller Klangfarben gegeben ist.

Da der Lautcharakter weiterhin durch Einschwingvorgänge und die Art des Verklingens beeinflusst wird, so ist auf die Ausbildung entsprechender Schaltungen besondere Sorgfalt verwendet worden. Mit diesen lassen sich auch die verschiedenen Spielarten „geschlagen“, „gezupft“, Streich-, Blas- und Orgelklänge darstellen. Das Prinzip besteht darin, daß die Verstärkung der Gegendtakt-Ausgangsstufe durch Änderung der Gleichstromvorspannung am Gitter der Steuer- röhren variiert wird. Die Vorspannung für stetigen Anstieg und Ab-

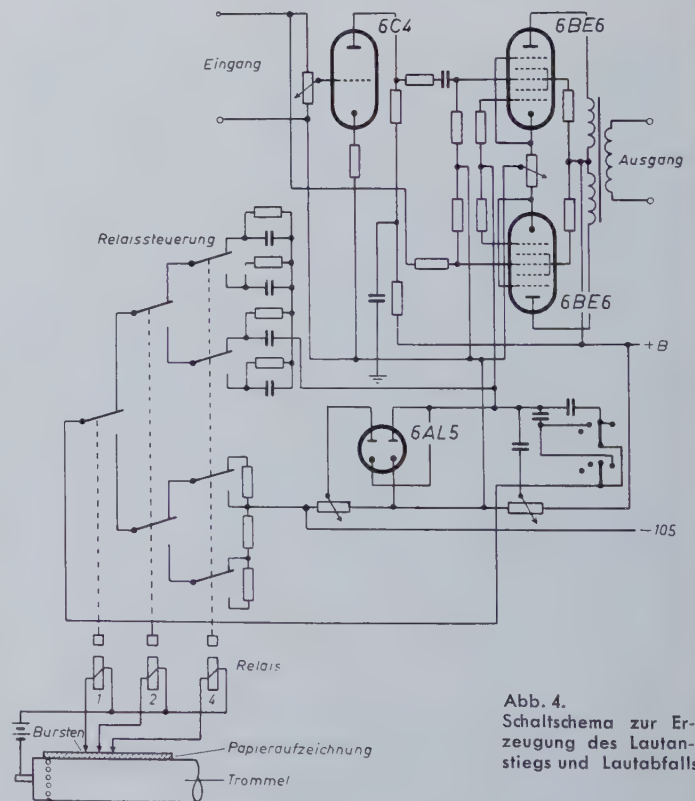


Abb. 4. Schaltschema zur Erzeugung des Lautanstiegs und Lautabfalls

fall in Form von Exponentialfunktionen, wie sie Instrumentenklängen entsprechen, wird mit Hilfe einer Reihe einschaltbarer RC-Glieder in Verbindung mit einer Gleichrichteranordnung gewonnen (Abb. 4). Man kann dann auch z.B. zwei Abfallkurven und zwei verschiedene Zeitkonstanten, etwa nach Abb. 5 B und C kombinieren. In der Steuerschaltung sind acht verschiedene Möglichkeiten von Stromanstieg und -abfall vorbereitet.

Die Schaltung erfüllt gleichzeitig noch die Aufgabe, den zu bildenden synthetischen Laut in dem Gesamtgerät ein- und auszuschalten.

Als besonders bemerkenswert muß die Schaltung zur Durchführung von Portamento, d.h. eines Gleitens von einem Ton zum anderen,

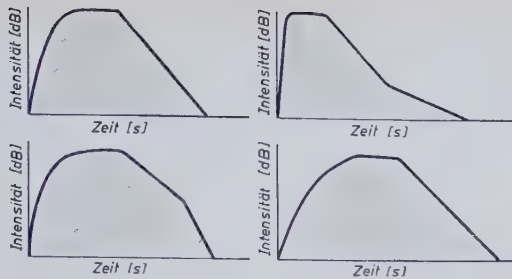


Abb. 5. Typische Formen von Lautanstieg und -abfall, darstellbar nach Abb. 4

wie es bei Streich- und Blasinstrumenten vorkommt, erwähnt werden (s. a. die verschiedenen Ausführungsmöglichkeiten in Abb. 6). Bisher war dies nur bei elektronischen Instrumenten möglich, die mit einem als veränderliche Vorspannung wirkenden handbetätigten Drahtabgriff versehen sind, wie z.B. beim Trautonium und dem Ondes-Martenot-Instrument. Das Prinzip besteht darin, daß ein selbstjustierender Oszillator aus dem Vergleich der beiden aufeinanderfolgenden Töne bzw. Frequenzen eine gleitende Gleichstromvorspannung für einen weiteren Oszillator bildet. Nach Abb. 7 wird die Spannung des ersten Tons verstärkt und in eine Reihe negativer Impulse verwandelt. Diese werden einem Impuls-generator und dann einem Tiefpaßfilter zugeführt. Der resultierende Gleichstrom dient nach entsprechender Verstärkung zur Steuerung eines frequenzproportionalen Oszillators. Sein Ausgang wiederum dient nach abermaliger Verstärkung zur Steuerung eines Impulsgenerators, dessen Impulse entgegengesetzt zu denjenigen des Eingangssignals sind. Der Integrator wirkt somit als Vergleichsvorrichtung, in der die Selbstjustierung des ganzen Systems auf das Eingangssignal erfolgt. Wenn

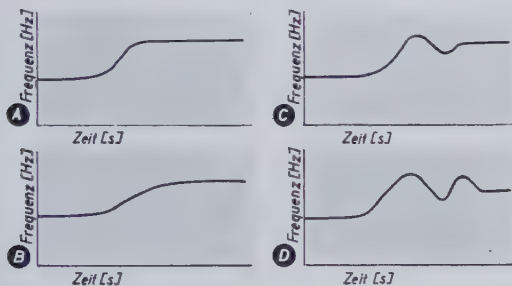


Abb. 6. Gestaltungsmöglichkeiten für Portamento-Übergänge von einem Ton zu einem anderen mit der in Abb. 7 dargestellten Einrichtung

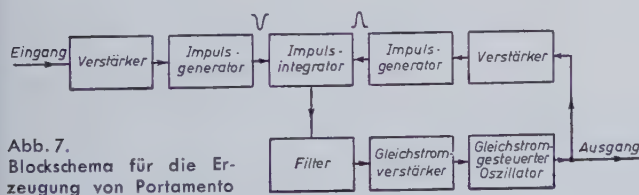


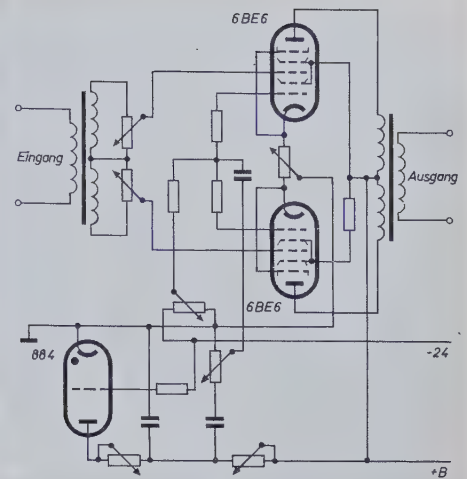
Abb. 7. Blockschema für die Erzeugung von Portamento

dieses sich nun plötzlich auf die Frequenz des zweiten Tones ändert, wechselt der Gleichstrom-Oszillator kontinuierlich von der einen zur anderen Frequenz über. Man kann nun durch den Betrag der Verstärkung zwischen Oszillator und zweitem Impuls-generator das Gleiten kontinuierlich oder in stufenweiser Annäherung erfolgen lassen. Wie mit einem Registerknopf läßt sich das Portamento nach Belieben ein- und ausschalten.

Die Lautstärke-Variierung während einer musikalischen Phrase oder auch während des Verlaufs eines Einzeltons kann mittels eines in 18 Stufen in logarithmischer Anordnung unterteilten Potentiometers bewirkt werden, das als Gittervorspannungsregelung einer Gegentaktstufe dient.

Das Vibrato als ein komplexer Vorgang von Frequenz-, Amplituden- und Wellenformmodulation in der Größe von 6...7 Hz wird durch einen Sägezahn-generator mit Gastriode erzeugt und der Signaleingangsspannung eines Gegentaktverstärkers überlagert (Abb. 8).

Abb. 8. Schaltung des Frequenz-Modulationssystems zur Vibrato- und Tremolo-Erzeugung



2. Der Steuermechanismus

Die vielen hier genannten Teilschaltungen erfordern eine große Zahl von Steuermechanismen und Druckknöpfen zur Bedienung der Anlage. Um zu einer Reduzierung zu gelangen, hat man in das Schaltsystem einen Binärcode eingeführt, wie er beispielsweise auch bei elektronischen Rechenmaschinen als Optimallösung gilt. Die typische Schaltung in Abb. 9 für die Tonhöhenauswahl findet man ebenso in der Oktavierungsschaltung (Auswahl anderer Oktaven) sowie bei der Lautstärke- und Klangfarbensteuerung. Infolgedessen benötigt man z. B. zur Wiedergabe der zwölf chromatischen Töne der Tonleiter nur vier Steuerkreise (Abb. 9). Im Interesse der schnellen Unterscheidbarkeit der gleichwohl noch in großer Zahl vorhandenen Steuerknöpfe sind diese in verschiedenen Farben ausgeführt.

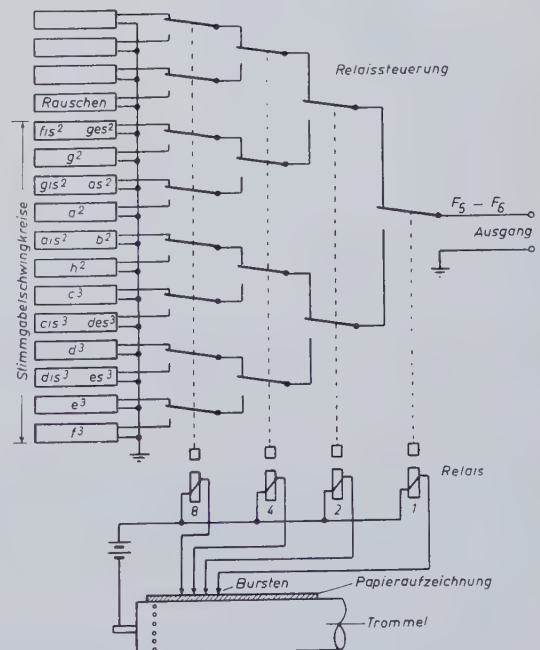


Abb. 9. Schema des Frequenzwahlsystems am Beispiel einer Oktave

In der Lochstreifensteuerung sind noch Reserven für drei weitere Lautquellen offengelassen, von denen eine ein Rauschgenerator ist. Die Ausbildung eines solchen Streifens ist aus Abb. 10 zu entnehmen. Entsprechend der Anordnung in Abb. 2 mit zwei Kanälen kann eine Tonfolge so aufgebaut werden, daß aufeinanderfolgende Töne sich etwas überlappen bzw. überblenden. So sind die Registermöglichkeiten im Lochstreifen doppelt angeordnet. In einem Mischvorgang werden beide Kanäle vereinigt und auf eine Mehrspur-Schallplatte aufgezeichnet (Abb. 11). Zur Herstellung eines mehrstimmigen Stückes werden bis zu sechs Stimmen getrennt aufgenommen und

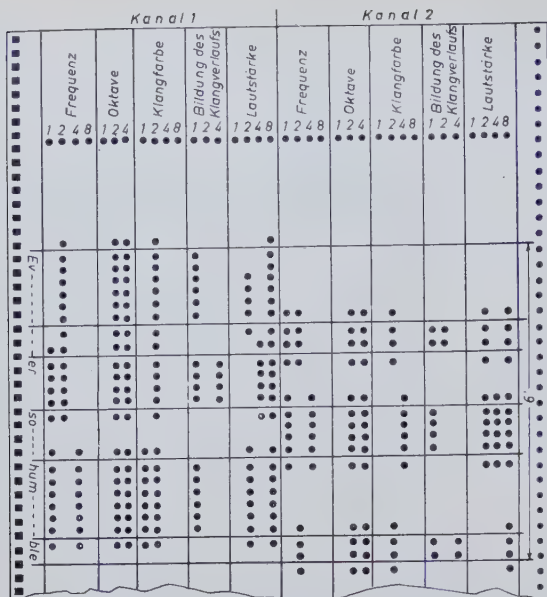


Abb. 10. Beispiel einer Lochkartenaufzeichnung

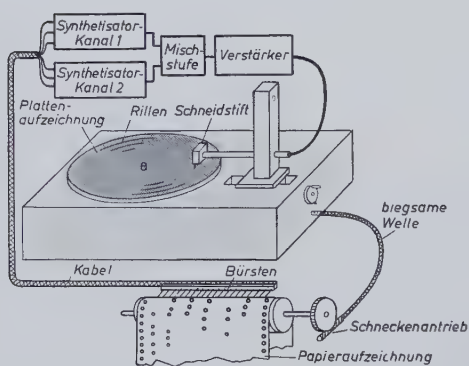


Abb. 11. Wirkungsweise der Abtastung der Papierrollen-Registrierung und deren Aufzeichnung auf Schallplatte

synchron auf eine neue Platte überspielt, worauf abermals sechs Platten wieder zu 30 Stimmen zusammengefaßt werden können. In einem nächsten Schritt erhält man 216 Stimmen.

3. Die musikalische Bewertung

Die Konstruktion des universellen Musik-Synthetisators ist von grundsätzlicher Bedeutung hinsichtlich der Naturtreue der wiedergegebenen Laute, des Charakters neuer Lautsynthesen, der Möglichkeiten der Komposition und der Wiedergabe. Hierzu sollen einige kritische Bemerkungen gemacht werden:

1. Die Intonationsgenauigkeit beliebiger Tonfolgen kann man bei diesem Verfahren praktisch als absolut bezeichnen. Nun weiß man heute, daß die unvermeidbaren Intonationsabweichungen bei den klassischen Instrumenten eine bestimmte musikalische Wirkung haben, indem sie neural zu einer Reizsteigerung beitragen und damit emotionsfördernd sind [5, 11].
2. Die Einteilung der Lautstärkenskala in nur 18 Stufen erscheint gering, um feinste Differenzierungen seelischer Empfindungen auszulösen, wie man es von großen Interpreten der ernsten Musik erwartet. Man bedenke, daß für die kommerzielle Puls-Code-Modulation 32 Stufen als Minimum angenommen werden, für hochwertige Musikübertragung 128 Stufen [12].
3. Auch die Gruppeneinteilung des Anstiegs und Abfalls von Lauten erscheint nur grob im Vergleich zu der umfangreichen Skala der

Klangbelebung durch den Interpreten, jedenfalls soweit es die Streich- und Blasinstrumente betrifft.

4. Wie bei den früheren elektronischen Orgeln und ähnlichen Instrumenten muß bemängelt werden, daß eine konstante Vibratofrequenz das Klangbild starr macht, wie überhaupt jeglicher streng periodische Vorgang von gewisser Dauer nichts zur musikalischen Aussage beiträgt [5]. Die Bedeutung der statistischen Vorgänge wird meist unterschätzt.

5. Die Klangfarbenauswahl des stationären Klanganteils scheint reichhaltig und weitgehenden Ansprüchen zu genügen.

6. Als besonderer Vorzug des neuen Geräts wird vom Erfinder hervorgehoben, daß Geigentöne ohne Bogengeräusch, Klaviertöne ohne Anschlaggeräusch, Zupfklänge ohne Kontaktgeräusch des Fingers wiedergegeben werden können. Darin ist nicht unbedingt ein Vorzug zu sehen, denn die Geräuschbeigabe gibt den Klang, der in diatonischen Dreiklängen oft allzu rein ist, in der statistischen Vielfalt die gewisse Würze für die musikalische Wirkung. In gewissen Fällen kann eine geringe Minderung des Geräusches vorteilhaft sein, wie z. B. bei den höchsten Diskantönen des Klaviers, womit sich W. Nernst bereits 1930 bei seinem Neobechstein-Flügel beschäftigt hat, oder bei den Anblasgeräuschen der Baß-Blechblasinstrumente.

7. Schlaginstrumente können „verbessert“ werden, indem bei Pauken der Frequenzbereich des Rauschspektrums erweitert, bei Trommeln ein definierter Grundton gegeben, bei Glockenspiel und Xylophon der Schlag und harmonische Teiltöne unterdrückt werden können. All diese Abwandlungen mögen vorteilhaft sein, wenn neue Kompositionen unter Berücksichtigung der veränderten Klangwirkung geschaffen werden, jedoch ist die Anwendung auf Kompositionen für klassische Instrumente problematisch, da jene von den früheren Komponisten unter Berücksichtigung aller damaligen klanglichen Mängel in der Partitur abgestimmt worden sind.

8. Von der Imitation der Singstimme behauptet der Erfinder, daß der Grad der Naturtreue nur durch die Geschicklichkeit bei der Herstellung des betreffenden Klangbildes begrenzt wird. Dies scheint jedoch nur bis zu einem gewissen Grad der Schematisierung denkbar, denn die seelische Wirkung der Gesangsstimme hängt von gewissen kaum meßbaren Schwankungserscheinungen aller Parameter der Lautbildung, hervorgerufen durch die seelische Umsetzfunktion des Atems, ab. Dasselbe gilt auch von der Synthese der Sprache, die hier übrigens durch einen sehr einfachen Code mit nur 525 Informationseinheiten (bits/s) gebildet wird, wobei für die Verständlichkeit eine Kanalbreite von nur 78 Hz und 20 dB Signalabstand ausreicht.

9. Gewisse Vorteile der Verbesserung des Klangbildes von Musikwerken sind unbestreitbar, wie z. B. die Verstärkung der Bässe bei Instrumenten, deren zu kleine Abstrahlflächen einen unbefriedigenden Tiefenabfall im Spektrum ergeben (Klavier, Geige, die Bässe der Blasinstrumente) und auch die Baßverstärkung des gesamten Orchesterklangs, deren Fehlen bei Konzertaufführungen in großen Sälen häufig als ausgesprochener Mangel empfunden wird.

Es sind also Bedenken zu äußern gegen die synthetische Bildung von Musikwerken aus der vorelektronischen Zeit, wie z. B. die mit dem Synthetisator durchgeführten Aufnahmen von Chopin, Polonaise in A-Dur op. 53, Debussy, „Clair de Lune“ u. a. mehr. Gewiß hat man Hochachtung vor der Geschicklichkeit des Operateurs der Synthese — überraschend gut erschien beim Abhören von Demonstrationsbeispielen die Nachbildung des Klaviers —, aber im Grunde ist damit nicht mehr erreicht als mit dem unbemannten, durch Phonola-Rollen angetriebenen Klavier zu Anfang des Jahrhunderts. Die Bedenken werden aufrechterhalten, obwohl Hörerbefragungen im Vergleichsvorspiel von Künstlerschallplatten und synthetischen Aufnahmen positive Resultate hatten.

Die eigentliche überragende Bedeutung des Synthetisators liegt m. E. in der Schaffung neuer Werke, in der schöpferischen Anregung des Komponisten und der damit gebotenen Möglichkeit, Klangwirkungen, Melodieführung und Harmonik in universeller Weise zu studieren.

Es könnte hier der Weg konsequent weitergegangen werden, der mit der Bildung einer Technik der Phonomontage bereits in Studios in Paris und Köln besritten worden ist. Der Komponist kann seine Klangvorstellung direkt auf dem elektroakustischen Träger verwirklichen oder sie auch nur ausprobieren und wieder löschen, und dabei ist er nicht den bisherigen Beschränkungen unterworfen, die für ihn

Czyjowski, Z.: Electric Methods of Analogue Multiplication (Part 1). *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 341, S. 283—287, 8 Abb.

Buck, D. A.: The Cryotron — a Superconductive Computer Component. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 4, S. 482—493, 16 Abb.

Ultraschall

Mijsud, J. F., u. Nolle, A. W.: Velocity and Absorption of Ultrasonic Waves in Several Nonassociated Liquids Under High Pressure. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 469—477, 15 Abb.

Beckmann, R.: Elastic, Piezoelectric, and Dielectric Constants of Polarized Barium Titanate Ceramics and Some Applications of the Piezoelectric Equations. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 347 bis 350, 5 Tab.

May, J. E.: Ultrasonic Delay Lines. *Bell. Lab. Rec. Bd. 34* (1956) Nr. 6, S. 212—216, 8 Abb.

Seki, H., Granato, A., u. Truett, R.: Diffraction Effects in the Ultrasonic Field of a Piston Source and their Importance in the Accurate Measurement of Attenuation. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 2, S. 230—238, 6 Abb.

Hoover, R. M.: High Power Operation of a Magnetostrictive Transducer. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 2, S. 291—296, 7 Abb.

Pigott, M. T.: Iron-Aluminium Alloys for Use in Magnetostrictive Transducers. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 343—346, 5 Abb., 2 Tab.

Gutowski, F. A.: Ultrasonic Dispersion in a CO₂-H₂O Mixture. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 478—483, 3 Abb.

Elektronik

Carroll, J. M.: Electronics in the Process Industries. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 138—145, 13 Abb.

Edgerton, H. E., u. Strabala, F. I.: Rapid-Closing Electronically Operated Shutter. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 27 (1956) Nr. 3, S. 162, 3 Abb.

Electronic Photography. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 341, S. 312—313, 1 Abb., 1 Tab.

Aronson, M. H., u. Keizer, Ch. F.: Electronic Circuitry. *Instrum. & Automat.* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 904—905

Carniol, B., u. Dykasi, K.: Ein elektronisches Instrument zum Auswuchten von Rotoren. *Slaboproudy* Obz. Bd. 17 (1956) Nr. 4, S. 231—237, 17 Abb. (Tschech.)

An Electronic Position-Tracking Instrument. *NBS techn. News Bull.* Bd. 40 (1956) Nr. 5, S. 68—69, 3 Abb.

Carlisle, S. S., u. Alderton, G. W.: The Instrumentation of a 14-inch Experimental Rolling Mill. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 9, S. 360—374, 11 Abb.

Steuerungs- und Regelungstechnik, Automation

Stabilizing Voltage Regulators. *Tele-Techn.* Bd. 15 (1956) Nr. 2, S. 66 u. 100, 2 Abb.

Obradoric, J.: Elektronisches Analogie-Gerät zur Untersuchung von Regelkreisen. *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 2, S. 36—40, 11 Abb.

Fournier, M. J.: Le réglage de la tension d'un alternateur hydraulique de 36000 kva par amplificateurs magnétiques. *Bull. Soc. franc. Electr.* Bd. 6 (1956) Nr. 64, S. 267—282, 24 Abb., 2 Tab.

Colas, M.: La stabilité. *Onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 2, S. 83—93, 13 Abb.

Gurov, V. V.: Neue elektronische Modellanlage EMN-5 des Instituts für Automatik und Telemechanik der Akad. d. Wiss. der UdSSR. *Automatika i telemekhanika* (1956) Nr. 1, S. 19—35 (Russ.)

Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

Physik

Hasted, J. B., u. Smith, R. A.: The Detachment of Electrons from Negative Ions. *Proc. roy. Soc. Ser. A* Bd. 235 (1956) Nr. 1202, S. 349—353, 3 Abb.

Armstrong, H. L.: The Magnetic Fields of Isolated Moving Charges. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 6, S. 554—555

Melvin, M. A., u. Edwards, S.: Group Theory of Vibrations of Symmetric Molecules, Membranes, and Plates. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 2, S. 201—216, 8 Tab.

Low-Energy Electron Scatter. *NBS techn. News Bull.* Bd. 40 (1956) Nr. 6, S. 82—87, 3 Abb., 1 Tab.

Seafie, B. K. P.: On the Molecular Theory of Electrostriction. *Proc. phys. Soc. Ser. B* Bd. 69 (1956) Nr. 2, S. 153—160

Hasted, J. B., u. Smith, R. A.: Partial Charge Transfer of Doubly Charged Ions. *Proc. roy. Soc. Ser. A* Bd. 235 (1956) Nr. 1202, S. 354—358, 3 Abb.

Stackes, A. D.: Some Theoretical and Practical Considerations of the Johnson-Rahbek Effect. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 8, S. 125—131, 7 Abb.

Keiffer, D. G., u. Parzen, G.: Energy Distribution at Large Angles of High-Energy Electrons in Bremsstrahlung. *Phys. Rev.* Bd. 101 (1956) Nr. 4, S. 1244—1245, 1 Abb.

Helmis, G.: Zur Theorie der Störstellenelektronen. I. Optische Übergänge. *Ann. Phys.* (6) Bd. 17 (1956) Nr. 6/8, S. 356—370

Akustik

Peterson, G. E., Sivertsen, E., u. Subrahmanyam, D. L.: Intelligibility of Diphasic Speech. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 404—411, 14 Abb.

Pietrasanta, A. C.: Noise Measurements around Some Jet Aircraft. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 434—442, 20 Abb., 2 Tab.

Pietrasanta, A. C.: Jet Noise Problem in Aircraft Carrier Islands. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 427—433, 12 Abb., 1 Tab.

Faiman, Z.: Apparatur für Nachhallmessungen. *Slaboproudy Obz.* Bd. 17 (1956) Nr. 4, S. 322—324, 2 Abb. (Tschech.)

Meeham, W. C.: Fourier Transform Method for the Treatment of the Problem of the Reflection of Radiation from Irregular Surfaces. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 370—377, 3 Abb.

Jeffress, L. A., Blodgett, H. C., Sandel, T. T., u. Wood, Ch. L.: Masking of Tonal Signals. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 416—426, 5 Abb., 1 Tab.

Ingard, U., u. Pridmore-Brown, D. C.: Scattering of Sound by Sound. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 367—369, 6 Abb.

Pollack, I.: Identification of Sound Level and „Matching from Sample“. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 412—415, 7 Abb., 1 Tab.

DK 534.23.002.3

Vogel, T.: Sur les propriétés acoustiques des matériaux. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 350, S. 428—434, 5 Abb.

DK 534.37:535.21

Lukatski, S. J.: Acoustic Relaxation by Radiation. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 455—458, 4 Abb., 1 Tab.

DK 534.84.08:621.385:681.14

Lamoray, R., u. Trembasky, R.: Nouvelle caractéristique acoustique des salles et ré-alisation d'un compéteur électronique polyvalent. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 350, S. 441—449, 31 Abb.

DK 534.791

Lehmann, R.: Contribution à l'étude de la normalisation des autimètres. *L'onde électr.* Bd. 33 (1956) Nr. 350, S. 466—477, 11 Abb.

Halbleiter und Anwendungen

DK 621.314.7

Örceby, S.: Germaniumdioden für Starkstromgleichrichtung. *Ericsson Rev.* (1956) Nr. 1, S. 24—26, 6 Abb.

DK 621.314.633:546.28

Prince, M. B.: Diffuse p-n Junction Silicon Rectifiers. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 3, S. 661—684, 16 Abb.

DK 621.314.7

Kleinman, D. A.: The Forward Characteristic of the PIN Diode. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 3, S. 685—706, 6 Abb.

DK 548.0:546.289:546.28

Reiss, H., Fuller, C. S., u. Morin, F. J.: Chemical Interactions among Defects in Germanium and Silicon. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 3, S. 535—636, 30 Abb.

DK 621.376.223:623.451—519.087.6

Upham, J. L., u. Dronetz, A. I.: Transistor Modulator for Airborne Recording. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 6, S. 166—169, 5 Abb.

DK 541.138.2:546.289:546.28

Uhlir, A. Jr.: Electrolytic Shaping of Germanium and Silicon. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 2, S. 333—347, 10 Abb.

DK 621.314.7

Schreiber, H.: Les transistors de puissance. *Tout le Radio* (1956) Nr. 207, S. 235—239, 12 Abb.

DK 621.314.7:621.372.5.001

Taeger, W.: Die verschiedenen Vierpolarstellungen des Transistors. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 6, S. 186—189, 5 Abb.

DK 621.314.7:621.385

Fink, D. G.: Transistors versus Vacuum Tubes. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 4, S. 479 bis 482

DK 621.314.7

Wahl, A. J.: Factors Affecting Reliability of Alloy Junction Transistors. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 4, S. 494—502, 16 Abb.

DK 621.396.722:621.314.7

Fleming, H. C.: Use of Transistor in New Military Telephone System. *Bell. Lab. Rec.* Bd. 34 (1956) Nr. 6, S. 207, 1 Abb.

DK 621.394.7

Misawa, T.: Emitter Efficiency of Junction Transistors. *J. phys. Soc. Jap.* Bd. 10 (1955) Nr. 5, S. 362—367, 3 Abb.

DK 621.314.7

Long, D.: Effects of Pressure on the Electrical Properties of Semiconductors. *Phys. Rev.* Bd. 101 (1956) Nr. 4, S. 1256—1263, 5 Abb.

DK 621.314.7:546.289

Henry, R. M.: Les diodes à pointe et cristal de germanium. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 214—219, 9 Abb.

DK 621.314.7:546.28

Prince, M. B.: Silicon Power Diode Development. *Bell Lab. Rec.* Bd. 34 (1956) Nr. 5, S. 161—164, 8 Abb.

DK 621.373.5:621.396.96

Eckers, W., Daenenport, J., u. Sherman, K.: Transistor Generator Stimulates Radar Target. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 179 bis 181, 5 Abb.

DK 621.375.4:546.289

Sassier, M.: Les redresseurs de puissance au germanium. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 224—229, 10 Abb.

DK 621.314.7:546.289

Dregus-Alain, B.: Diodes à jonction de puissance au germanium. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 220—223, 9 Abb.

DK 621.314.7:029.6

Vasseur, J.: Les transistors à jonctions aux fréquences élevées. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 230—251, 16 Abb., 9 Tab.

DK 621.314.7.001.2

Gaschi, J.: Sur les schémas équivalents du transistor. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 268—276, 9 Abb.

DK 621.396.93

Eastwood, E., Blakemore, T. R., u. With, R. J.: Marconi Coherent M. T. I. Radar on 50 cms. *Marconi Rev.* Bd. 19 (1956) Nr. 121, S. 53—60, 4 Abb.

DK 621.396.965.8

Boutier, P.: Les radars à poursuite automatique. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 349, S. 336—347, 10 Abb.

DK 623.451.519.054.92:623.941

Bell, W. S., u. Schultz, C. W.: Shipboard Telemetering for Tartar Missiles. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 6, S. 134—137, 6 Abb.

DK 621.374.5:621.396.969.3.001.5

Kenn, J. M.: Variable Delay Line Simulates Radar Targets. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 6, S. 145—145, 4 Abb.

Fernsehen, Bildübertragung

DK 621.397.335

Maeck, O.: Ein Zeilenwähler mit Eigensynchronisierung für die Fernsehtechnik. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 6, S. 193—197, 11 Abb.

DK 621.397.9

d'Aurice, H. A.: Télévision en couleur. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 277 bis 282

DK 621.397.62

Rhodes, R. N.: Factors in the Design of Keyed Damping Circuits. *RCA Rev.* Bd. 15 (1954), S. 363—371

DK 621.397.018.42:621.314.2

Gray, G. W.: Toroidal Transformers Pass Video Bandwidths. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 150—153, 6 Abb.

DK 621.397:621.376.08

Trink, E. M.: TV Modulation Indicator Uses Electronic Chopper. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 172—173, 5 Abb.

DK 535.821:621.397

Bessis, M.: Microscopie par télévision. *Electronique* (1956) Nr. 114, S. 18—22, 6 Abb.

DK 621.397.8

Sammon, H. A.: Video Measurements Employing Transient Techniques. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 5, S. 638—649, 8 Abb.

DK 621.385.832:621.397.61

Prohl, J., u. Bucher, J.: Ein feines Gitter für Bildaufnahme-Rehren. *Silbopodnyy Obz.* Bd. 17 (1956) Nr. 4, S. 213—215, 10 Abb. (Tschech.)

DK 621.397.9

Osborne, B. W.: Chrominance Circuits for Colour Television Receivers (Part 2). *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 341, S. 293 bis 297, 20 Abb.

Elektroakustik

DK 621.395.613.3

Cadenat, M. de.: Le choix des microphones. *Rev. du Son* (1955) Nr. 23, S. 127—130

DK 681.828

Moles, A.: Le centre de musique expérimentale H. Scherchen. *Rev. du Son* (1956) Nr. 37, S. 113—118, 15 Abb.

DK 621.396.8

Wolf, W. M.: Die Beurteilung der Gütekennzeichen von Tonübertragungsgeräten. *Radioelektr.* Moskau Bd. 10 (1955) Nr. 3, S. 59—62, 1 Abb. (Russ.)

DK 621.395.616

Schultz, T. J.: Air-Stiffness Controlled Condenser Microphone. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 337—342, 8 Abb., 3 Tab.

DK 621.395.664.2

Bogert, B. P.: The Vobane—a Two-to-One Speech Band-Width Reduction System. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 389—404, 10 Abb.

DK 681.82:621.385

Le Caine, H.: Electronic Music. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 4, S. 457—478, 23 Abb.

DK 621.372.55.029.45

Rapinon, G.: Utilisation des circuits à résistance et capacité pour la correction des courbes amplitude-fréquence en basse fréquence. *Radio Service* Bd. 16, Nr. 149, 150, S. 3733—3740, 17 Abb.

DK 681.88

Brittain, F. H., u. Lenkey, D. M.: Two-Channel Stereophonic Sound Systems. *Wireless Wld.* Bd. 62 (1956) Nr. 7, S. 331—334, 10 Abb.

DK 534.754:621.395.664.3

Schneider, H.: Die Verständlichkeit amplitudenbegrenzter Sprache. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 5, S. 192—191, 24 Abb.

Elektronisches Zählen und Rechnen

DK 621.314.7:681.142.83

Deitch, D. E.: Transistor Circuits for Digital Computers. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 160—161, 4 Abb.

Lange, F.-H.: Anwendung der Korrelationsanalyse in der Nachrichtentechnik. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 4, S. 148—154, 15 Abb.

Reed, M. B., u. *Sundaran, S.*: The Impulse Function in Electrical Network Theory. *Proc. nation. Electronics. Conf. USA* (1954) Nr. 10, S. 310—313

Antennen

Cook, J. S., *Kompfner, R.*, u. *Quate, C. F.*: Coupled Helices. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 1, S. 127—178, 23 Abb.

Erdantennen. *NTZ* Bd. 9 (1956) Nr. 6, S. 241—244, 7 Abb.

Kronjäger, W., u. *Vogl, K.*: Untersuchungen über Erdantennen (Langwellen-Richtempfangsanlagen). *NTZ* Bd. 9 (1956) Nr. 6, S. 245—249, 3 Abb.

Fertigung elektronischer Geräte

Brasier, M. J.: Techniques de fabrication et de contrôle des tubes électroniques de sécurité. *Bull. Soc. franc. Electriciens* Bd. 7 (1956) Nr. 63, S. 205—214, 15 Abb.

Ligny, J. de, u. Schaafsma, A. H.: Le contrôle des facteurs variables pendant la fabrication. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 186—193, 15 Abb., 2 Tab.

Crenelung, C. J.: Increasing the Reliability of Electronic Equipment by the Use of Redundant Circuits. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 4, S. 509—515, 5 Abb., 1 Tab.

Elektronenröhren

Teufelsburg, J. M.: Beam Deflection Tube Simplifies Radio Compass. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 166—167, 5 Abb.

Galle, G.: La céramique dans des tubes électroniques. *Rev. techn. CFTH* (1956) Nr. 22, S. 9—21

Hülster, F.: La triode hyperfréquence TH 021. *Rev. Tech. CFTH* (1956) Nr. 22, S. 23 bis 44

Danielson, W. E., *Rosenfeld, J. L.*, u. *Saloom, J. A.*: A Detailed Analysis of Beam Formation with Electron Guns of the Pierce Type. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 2, S. 375—420, 16 Abb.

Bauelemente

Zickner, G.: Neuere Drehkondensatoren ohne Anfangskapazität. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 4, S. 187—191, 5 Abb.

● *DeJosses, M.*: Etude technologique des bobinages électriques et de leur réparation. *Paris 1956. Chiron*

Schlichte, H. M.: Cascaded Feedthrough Capacitors. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 5, S. 686—691, 9 Abb.

Fark, H.: Kurven von Schaltelementen der H. F.-Technik. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 6, S. 190—192, 14 Abb.

Bennett, D. C., u. *Sargyer, B.*: Single Crystals of Exceptional Perfection and Uniformity by Zone Leveling. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 3, S. 637—660, 12 Abb.

Adler, J. A.: Vibrating Capacitor Changes D-C to A-C. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 6, S. 158—159, 2 Abb.

Bataille, M.: Etude des états d'équilibre d'un basculeur bistable en vue d'un fonctionnement sûr et durable. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 347, S. 94—103, 8 Abb.

Funkortung

Bouix, M., *Clément, M.*, u. *Frémot, Ch.*: Étude expérimentale de la polarisation circulaire sur les échos de la pluie avec un radar à impulsions dans la bande de 3 cm. *Ann. Télécommun.* Bd. 10 (1955) S. 159—168

Fischer, H. J.: Entwicklungsprobleme der Funkmeßtechnik. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 4, S. 180—181, 4 Abb.

Shulman, A.: Radar PPI Display Uses Precision Interlace. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 168—171, 9 Abb.

Magnete und magnetische Werkstoffe

Davis, S. M., u. *Ferbee, S. F.*: Dynamic Magnetostriptive Properties of Alfenol. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 2, S. 286—290, 7 Abb.

Arrican, J.: Détermination des bobinages utilisant des pots fermés ferroxéubé. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 348, S. 252—267, 9 Abb., 2 Tab.

Henniger, H.: Massekernwerkstoffe für die Hochfrequenztechnik. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 4, S. 171—179, 13 Abb., 9 Tab.

Meßtechnik, Meßgeräte

McClements, J. S.: A Buried Frequency Standard. *Post Office electr. Eng. J.* Bd. 49 (1956) Nr. 1, S. 32—33, 4 Abb.

Beck, A. C.: Waveguide Investigation with Millimicrosecond Pulses. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 1, S. 35—65, 20 Abb.

Figol, J.: Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens. *Onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 1, S. 7—22, 7 Abb.

Heuchman, C. J., u. *Weel, A. van*: Group-Delay Measurements. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 5, S. 107—113, 8 Abb.

Misme, P.: Méthode de mesure thermodynamique de l'indice de réfraction de l'air. Description de la radioonde MD 1. *Ann. Télécom.* Bd. 11 (1956) Nr. 4, S. 81—84, 6 Abb.

Lecoustey, M.: Détecteur de tension alternative à distance. *Electronique* (1956) Nr. 114, S. 23—27, 16 Abb.

Acred, N. B., u. *Bishop, G.*: An Electronic Timing Unit. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 341, S. 276—282, 5 Abb.

Hitchor, G.: The Short-Interval Timer. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 341, S. 298—301, 3 Abb.

Incent, C. H.: Phase-Angle Measurement. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 5, S. 113 bis 117, 8 Abb.

Mette, H.: Eine Schleifdrahtwalze für die Townsendschaltung als einfaches Hilfsmittel zur Präzisionsmessung von sehr großen Widerständen. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 4, S. 191—192, 5 Abb.

Somerville, M. J.: An A. C. Potentiometer for Measurement of Amplitude and Phase. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 341, S. 308—309, 5 Abb.

Übertragungstechnik

Slepian, D.: A Class of Binary Signaling Alphabets. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 1, S. 203—234, 2 Abb., 6 Tab.

Marko, H.: Die Reziprozität von Zeit und Frequenz in der Nachrichtentechnik. *NTZ* Bd. 9 (1956) Nr. 6, S. 266—271, 15 Abb.

Endres, W.: Drittes Symposium über Informationstheorie. *NTZ* Bd. 6 (1956) Nr. 9, S. 261—265, 4 Abb.

Rauschen

Bennett, W. R.: Techniques for Measuring Noise. Part III. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 5, S. 162—165, 5 Abb.

Böer, K. W., *Kümmel, N.*, u. *Molgedey, G.*: Elektronenrauschen von CdS-Einkristallen bei hohen Feldstärken. *Ann. Phys.* (6) Bd. 17 (1956) Nr. 6/8, S. 344—355, 9 Abb.

Bennett, W. R.: Methods of Solving Noise Problems. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 5, S. 609—637, 7 Abb.

Pierce, J. R.: Physical Sources of Noise. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 5, S. 601—608, 7 Abb.

Günther, G., u. *Kraus, G.*: Die Verbesserung des Signal-Geräusch-Verhältnisses durch Wiederholung von Signalen. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 6, S. 169—177, 8 Abb.

DK 621.396.822.08:621.317.755
Griffiths, J. W. R.: Visual Detectability of Signals in Noise. *Wireless Eng. Bd.* 33 (1956) Nr. 5, S. 118—120, 2 Abb.

DK 621.396.968.822

Borg, H.: Sur les possibilités techniques de réduction du bruit dans la réception des signaux faibles de radar. *Ann. Télécom. Bd.* 11 (1956) Nr. 5, S. 90—110, 16 Abb.

DK 621.385.001.2:621.396.822

Bennett, W. R.: Designing Low-Noise Equipment. Part. IV. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 6, S. 154—157, 3 Abb.

Funktechnik

DK 621.396.029.5

Ringen, R. M., u. Smith, J. W.: VHF Transobion Communication Techniques. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 5, S. 154 bis 159, 6 Abb.

DK 621.395.43

Fogel, M. J.: Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens. *L'onde électr. Bd.* 36 (1956) Nr. 346, S. 7 bis 22, 4 Abb.

DK 629.1.015.76

Place, Y.: La radiotéléphonie urbaine à bord des véhicules. *Electronique (1956) Nr.* 114, S. 31—38, 10 Abb.

DK 621.396.41

Rivet, P.: Essais de diversité et étude de l'effet de focalisation sur des liaisons longues en visibilité. *L'onde électr. Bd.* 36 (1956) Nr. 346, S. 23—31, 6 Abb., 2 Tab.

DK 621.376.3:621.396.4:621.396.822

Bosse, G., u. Wagner, M.: Störungen durch Echos bei Vielkanal-Richtmikrostrahlen mit Frequenzmodulation. *Frequenz Bd.* 10 (1956) Nr. 5, S. 137—142, 5 Abb.

DK 621.396.822.1

Villepelet, J.: Étude théorique et expérimentale du brouillage mutuel entre systèmes de radiocommunications. *Ann. Télécom. Bd.* 11 (1956) Nr. 1, S. 8—24, 26 Abb., 2 Tab. (3me partie)

DK 621.396:621.376.3

Heisfeld, W. N.: Multiprogram F-M Broadcast System. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 6, S. 130—133, 8 Abb.

DK 621.396.93.029.62

Renard, H., u. Bouley, M.: Quelques aspects particuliers des réseaux mobiles en ondes métriques. *L'onde électr. Bd.* 36 (1956) Nr. 349, S. 348—351, 2 Abb.

DK 621.376.3:621.372.51.08

Ferguson, R. S.; F. M. Tuning Meter. Wireless Wld. Bd. 62 (1956) Nr. 7, S. 340

Laufzeiröhren, Beschleuniger

DK 537.122

Weinstein, M., u. Tressler, H. M. von: Space Charge Effects in Dense, Velocity Modulated Electron Beams. *J. appl. Phys. Bd.* 27 (1956) Nr. 4, S. 344—346, 1 Abb.

DK 621.385

Scotto, M., u. Parzan, P.: Excitation of Space Charge Waves in Drift Tubes. *J. appl. Phys. Bd.* 27 (1956) Nr. 4, S. 375—381, 1 Abb.

DK 621.384.61:621.317.761

Brobeck, W. M., u. Struven, W. C.: Bevatron-Frequency Measurement System. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 5, S. 182—187, 7 Abb.

DK 621.385

Sommeria-Klein, J.: Réalisation d'un tube accélérateur d'ions à 700 KV. Développement des sources d'ions à électrons oscillants. *Ann. de Physique Bd.* 1 (1956) S. 344—394, 28 Abb.

DK 621.373.423

Chodorou, M., u. Nalos, E. J.: The Design of High-Power Traveling-Wave Tubes. *Proc. IRE Bd.* 44 (1956) Nr. 5, S. 649—659, 19 Abb.

DK 621.385.654.032.28

Rostas, E.: Les magnétrons à impulsions accordables. *Rev. techn. CPTH (1956) Nr.* 22, S. 65—79

DK 621.385.632.5.01

Musson-Genon, R.: Vérification expérimentale de la théorie des klystrons-reflex. *Rev. techn. CPTH (1956) Nr.* 22, S. 81—172

DK 621.375.001:621.373.423

Tien, P. K.: A Large Signal Theory of Traveling Wave Amplifiers. *Bell Syst. techn. J. Bd.* 35 (1956) Nr. 2, S. 349—374, 8 Abb.

DK 621.373.423

Bobentich, A., u. Cahen, O.: Les tubes à onde progressive sur la longueur d'ondes de 4 cm étudiés et réalisés au centre national d'études des télécommunications. *L'onde électr. Bd.* 36 (1956) Nr. 349, S. 317, 16 Abb.

DK 621.384.622.1

Palluel, P.: Récents développements dans le domaine des tubes «cathodron» — O. *L'onde électr. Bd.* 36 (1956) Nr. 349, S. 318 bis 335, 23 Abb., 5 Tab.

DK 621.384.61:621.374.33

Struven, W. C.: Bevatron Magnet Pulse-Timing System. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 6, S. 160—163, 6 Abb.

Schwingungserzeuger

DK 621.373.431.1

Pfeifer, H.: Die Erzeugung von Rechteckimpulsen mit Multivibratoren. *Nachr.-Techn. Bd.* 6 (1956) Nr. 4, S. 166—170, 15 Abb.

DK 621.373.42:621.314.7

Leroux, M.: Générateurs à transistors, de tensions sinusoidales, rectangulaires, d'impulsions et dents de scie. *Electronique (1956) Nr.* 114, S. 28—30, 4 Abb.

DK 621.373:621.314.7

Ledig, G.: Bemessung und Analysis eines spannungsrückgekoppelten Transistorschalters. *Frequenz Bd.* 10 (1956) Nr. 6, S. 178 bis 185, 10 Abb.

Mikrowellentechnik

DK 621.372.8

Hobbs, J. G.: A Pressurized Waveguide System. *Post Office electr. Eng. J. Bd.* 49 (1956) Nr. 1, S. 52—53, 2 Abb.

DK 538.56

Karbowiak, A. E.: Theory of Imperfect Waveguides: the Effect of Wall Impedance. *Proc. IEE Part B Bd.* 102 (1955) Nr. 5, S. 698—708

DK 621.396.5

Feldia, S.: Wide Band Microwave Radio Lines. *Marconi Rev. Bd.* 18 (1955), S. 69 bis 94

DK 621.376.33

Mendel, J. T.: Microwave Detector. *Proc. IRE Bd.* 44 (1956) Nr. 4, S. 503—508, 9 Abb.

DK 621.372.8

Tomiyasu, K.: A New Annular Waveguide Rotary Joint. *Proc. IRE Bd.* 44 (1956) Nr. 4, S. 548—553, 2 Tab., 11 Abb.

DK 621.372.8

Collin, R. E.: The Optimum Tapered Transmission Line Matching Section. *Proc. IRE Bd.* 44 (1956) Nr. 4, S. 539—548, 4 Abb.

DK 621.372.8

Boudouri, G.: Cavités sphériques découpées. *L'onde électr. Bd.* 36 (1956) Nr. 347, S. 104 bis 121, 2 Abb.

DK 535.317.029.6

Keller, K. S.: Designing Dielectric Microwave Lenses. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 6, S. 138—142, 11 Abb.

DK 621.375:621.374.029.6

De Lange, O. E.: Experiments on the Regeneration of Binary Microwave Pulses. *Bell Syst. techn. J. Bd.* 35 (1956) Nr. 1, S. 67 bis 90, 19 Abb.

Wellenausbreitung

DK 621.371:551.510.535

Poincelot, P.: Réflexion des signaux radioélectriques sur l'ionosphère. *Ann. Télécom. Bd.* 11 (1956) Nr. 4, S. 70—79, 10 Abb.

DK 621.371:551.510.535

Kobayashi, T.: D-E Layer Electron Model Reduced from Considerations of MF and HF Wave Absorption. *J. Radio Res. Lab. Bd.* 2 (1955) Nr. 10, S. 399—412, 6 Abb.

DK 621.371

Pierce, J. R., u. Walker, L. R.: Growing Waves Due to Transverse Velocities. *Bell Syst. techn. J. Bd.* 35 (1956) Nr. 1, S. 109 bis 125, 6 Abb.

DK 551.52:621.373

Über den gegenblicklichen Stand der Forschung auf dem Gebiet der troposphärischen Streustrahlung. Teil 1. *NTZ Bd.* 9 (1956) Nr. 6, S. 272—279, 8 Abb.

DK 621.396.11.029.6

Beckmann, P.: UKW-Ausbreitung jenseits des Horizontes — eine Übersicht der bisherigen Erfahrungen und gegenwärtigen Theorien. *Stahproudy Ohz. Bd.* 17 (1956) Nr. 4, S. 139—192, 8 Abb. (Tschsch.)

Modulation und Demodulation

DK 621.3.094:538.567.4:621.396.619.11

Henken, O.: Verzerrungen bei der Demodulation amplitudenmodulierter Schwingungen. *Nachr.-Techn. Bd.* 6 (1956) Nr. 4, S. 162—165, 4 Abb.

DK 621.396.62

Faucout, K. G., u. Shenginski, J. K.: Design of a Simple Linear Frequency Discriminator. *Marconi Rev. Bd.* 19 (1956) Nr. 121, S. 61—77, 11 Abb.

Netzwerke, Filter

DK 621.372.54

The Bifilar-T Trap. *Wireless Eng. Bd.* 33 (1956) Nr. 5, S. 105—106, 3 Abb.

in der Unmöglichkeit bestanden, alle Instrumente selbst zu beherrschen, um spezielle Wirkungen auf ihnen zu erproben. Sein Werk wird nunmehr für alle Zukunft authentisch — unter Ausschaltung von Interpreten — zu Gehör gebracht. Eine manuelle Geschicklichkeit wird von ihm nicht erwartet, da es sich um eine einfache Druckknopfsteuerung mit schrittweiser Hervorbringung der musikalischen Information in beliebiger Zeit handelt.

Als weitere Vorzüge gibt Olson an, daß alte Schallplattenaufnahmen, die nicht nur technisch nicht einwandfrei sind, sondern auch gewisse Mängel der Ausführung durch den Interpreten aufweisen, in einer synthetischen Nachbildung verbessert werden können. Der Erfinder ist sogar der Auffassung, daß musikalische Werke in der Art von verstorbenen großen Interpreten weiterhin produziert werden können, da nämlich ihre besondere Art der Analyse zugänglich ist. Sicherlich hat man in der bisherigen Praxis der imitierenden Synthese gewisse Charakterzüge von Interpreten erkannt. Diese Eigenheiten lassen sich für die weitere Produktion in einem Katalog übersichtlich ordnen. Überzeugender scheint es, daß der Künstler, der durch Alter oder Unfall in der weiteren Ausübung behindert ist, nunmehr durch den Prozeß des Druckknopf-Stanzens eine ihm artgemäße oder stilgemäße Wiedergabe produzieren kann.

Es eröffnet sich schließlich der Ausblick, daß mit dieser Art der Musikproduktion virtuose Wiedergaben möglich sind, die die Fähigkeiten der menschlichen Physis überschreiten, so daß künftig die tatsächlichen manuellen Leistungen von Virtuosen nur noch artistisches Interesse finden werden. Die Konsequenz für eine weitere Zukunft wird sein, daß die auf die Physis des Menschen beschränkte Komponierweise vergangener Jahrhunderte, die nun durch die Maschine übertrumpft wird, ihren Reiz verlieren wird, und damit die Abstraktion, die in der gesamten Kunst vor sich geht, weiter fortschreitet.

M. HINZPETER

Radar im Wetterdienst

DK 621.396.96:551.501.8

Radarverfahren haben in der Meteorologie im wesentlichen zwei Anwendungsgebiete gefunden. Einmal wird durch Ortung eines Ballongespannes, das mit einem geeigneten Reflexionskörper bis in große Höhen aufsteigt, der Wind in der freien Atmosphäre aus der Abtrift des Gespanns nach Richtung und Geschwindigkeit erfaßt. Ferner wird die Tatsache, daß Hydrometeore¹⁾ Impulse im cm-Gebiet reflektieren, benutzt, um Aussagen über die Erstreckung und den Aufbau von Wolken- und Niederschlagsphänomenen zu gewinnen. Gerade auf dem Gebiet der Hydrometeore hat die Radartechnik die meteorologischen Meßverfahren wesentlich bereichert und Vorgänge erschlossen, die sich bisher der direkten Messung entzogen.

1. Höhenwindmeßverfahren mit Radar

Die trivialste Anwendung von Radarverfahren in der Meteorologie stellt die kontinuierliche Verfolgung eines Ballongespanns zur Höhenwindmessung dar. Aus den gemessenen Werten des Azimuts, des Höhenwinkels sowie der Entfernung zwischen Meßort und Ballon läßt sich aus einfachen trigonometrischen Beziehungen der Wind nach Richtung und Geschwindigkeit für einzelne Höhenstufen errechnen. Als Reflektor wird gewöhnlich ein Winkelspiegel verwandt, dessen Flächen entweder mit Aluminiumfolie oder einem Drahtgespinn bezogen sind. Im allgemeinen werden Radargeräte mit 10 cm Wellenlänge für die Windmessungen benutzt. Diese Wellenlänge stellt zweifellos nicht das Optimum dar, sie ist in erster Linie historisch bedingt. Es muß festgestellt werden, daß außer dem Radarverfahren auch andere Möglichkeiten der Hochfrequenztechnik für die Höhenwindmessung angewandt werden können. Verbindet man mit einem Reflektoraufstieg eine Radiosonde-Messung, die gleichzeitig Druck-, Temperatur- und Feuchtwerte liefert, so stehen die benötigten Höhenangaben auch über die barometrische Höhenformel zur Verfügung. In diesem Fall könnte man sich mit einem Peilverfahren begnügen, das lediglich den Höhenwinkel und das Azimut zur Wind-

messung liefert, wie es zum Beispiel beim Adcock-Peiler der Fall ist. Selbstverständlich gestattet auch dieses Verfahren unabhängig von Tageszeit und vorhandener Bewölkung einwandfreie Windmessungen. Aber das Radarsystem bietet verschiedene Vorteile, die im folgenden diskutiert werden sollen.

In erster Linie bestimmen die gewünschte Genauigkeit und die Reichweite das für die Höhenwindmessung auszuwählende Verfahren. Da jedoch die Wetterdienste der Erde im allgemeinen mehrere Höhenwind-Meßstationen unterhalten, die zwei- oder viermal täglich elektrische Windmessungen durchführen, spielt die Kostenfrage eine entscheidende Rolle. Man hat sich bei allen Peilverfahren bemüht, den Aufwand für das mit dem Ballon aufsteigende Gerät kleinzuhalten gegenüber den Kosten der Peilanlage am Boden. Diesem Grundsatz entspricht das Radarverfahren mit Reflektor in fast idealer Form, wenn man keine übertriebenen Forderungen an die Reichweite stellt. Die Ausgaben für einen Winkelspiegel aus Holz- oder Leichtmetallrohr-Gerüst, das mit Aluminiumfolie oder Drahtgespinn überzogen ist, sind denkbar gering. Es ist üblich, Winkelspiegel mit einer quadratischen Grundfläche von etwa 1 m² quer zur Aufstiegsrichtung des Gespanns zu benutzen, wie es Abb. 1 zeigt. Mit derartigen Reflektoren lassen sich je nach Leistungsaufwand bei der Bodenanlage innerhalb der gewünschten Genauigkeit Entfernungen von etwa 100 km messen. Allerdings wird der Meßbereich auch durch den Höhenwinkel bestimmt, der zur Vermeidung von Boden-Störeffekten einen Betrag von 8° bis 10° nicht unterschreiten soll. Bei großer Abtrift des Aufstiegsgespanns durch starken Wind kann frühzeitig der kritische Höhenwinkel erreicht werden. Man ist in diesen Fällen, in denen starker Wind in der Höhe zu vermuten ist, bemüht, dem Aufstiegsgespann eine

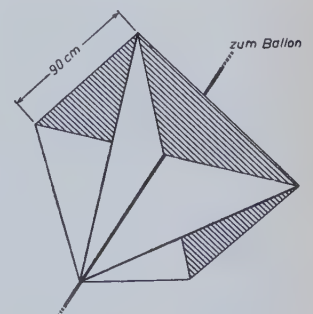


Abb. 1. Radarreflektor

¹⁾ Flüssige oder feste Wasserdampf-Kondensationsprodukte, die sich im atmosphärischen Luftraum befinden, werden ohne Rücksicht auf ihre Größe, Form und Anzahl Hydrometeore genannt. Sie treten meist in Form von Wolkenbildungen und Niederschlägen auf.

größere Steiggeschwindigkeit zu geben, damit die gewünschten Aufstiegshöhen erreicht werden, bevor der Meßbereich der Radaranlage überschritten ist.

2. Meßfehler

Die Genauigkeit der mit dem Radargerät gemessenen Höhen ist eine Funktion der Genauigkeit der Messung des Höhenwinkels sowie der Entfernung. Die nach der barometrischen Höhenformel mit Hilfe der Radiosonde errechneten Höhen werden in erster Linie durch die Genauigkeit der Druckmessung bestimmt. Hierbei kann der Fehler der Temperaturmessung vernachlässigt werden, bei der ein Meßfehler von 1° C die Höhe um etwa 1/3% verfälscht. Will man daher eine Fehlerabschätzung zwischen einer Radar-Windmessung und einem Verfahren durchführen, das als drittes Bestimmungsstück die barometrische Höhe benötigt, so genügt es, wenn man die auf beiden Wegen gewonnenen Höhen vergleicht, vorausgesetzt, die Winkelmessung beider Verfahren weist den gleichen Fehler auf.

Angenommen, die Radiosonde liefere die Werte des Luftdrucks auf ± 3 mb genau, dann ergibt sich, wenn man die Daten der Norm-Atmosphäre nach DIN 5450 heranzieht, folgender Höhenfehler in Prozent der erreichten Höhe.

Tab. I. Prozentualer Höhenfehler der barometrischen Höhenmessung für verschiedene Höhen. Angenommene Anzeigenauigkeit ± 3 mb

Höhe in km	5	10	15	20	25	30
Höhenfehler in %	$\pm 0,8$	$\pm 0,8$	$\pm 1,1$	$\pm 1,7$	$\pm 3,1$	$\pm 5,8$

Nimmt man für das Radarverfahren einen Fehler der Schrägentfernung ΔE von ± 75 m und des Höhenwinkels $\Delta \varphi$ von $\pm 0,3^\circ$ an, so ergibt sich für den relativen Höhenfehler

$$\frac{\Delta h}{h} = \frac{\Delta E}{E} + \Delta \varphi \cotan \varphi$$

Durch Einsetzen erhält man nahezu unabhängig von der Meßhöhe:

Tab. II. Höhenfehler der Radarmessung bei verschiedenen Höhenwinkeln. Angenommene Meßgenauigkeit $\pm 0,3^\circ$

Höhenwinkel	5°	10°	20°	30°
Höhenfehler in %	± 6	± 3	± 2	± 1

Zur Veranschaulichung seien noch die vom Radargerät zu messenden Schrägentfernungen in Abhängigkeit vom Höhenwinkel und der Höhe h gegeben.

Tab. III. Schrägentfernungen bei verschiedenen Höhen und Höhenwinkeln

Höhenwinkel	5°	10°	20°	30°
Höhe [km]	Schrägentfernung [km]			
5	57	29	15	10
10	114	58	29	20
15	172	87	44	30
20	230	115	59	40
25	296	144	73	50
30	343	173	88	60

Man sieht aus Tab. I und II, daß unter den angenommenen Voraussetzungen bei geringen Höhenwinkeln die barometrische Höhenmessung im Prinzip derjenigen durch ein Radargerät überlegen ist. Bei allen Aussagen ist stillschweigend berücksichtigt, daß bei den mit Radar gewonnenen Höhen der Erdkrümmungseinfluß eliminiert wurde. Wird diese Korrektur nicht angewandt, so liefern die Meßwerte des Radars, die auf die Tangentialebene durch den Beobachtungsort bezogen werden, grundsätzlich zu geringe Höhen. Dieser Fehler macht sich besonders bei großen Entfernungen bemerkbar.

Es ist üblich, daß Wetterdienste, die Radiosondenstationen gleichzeitig mit Radargeräten für die Windmessung betreiben, in zwölfstündigem Abstand Radiosonden mit Radarreflektoren an großen Gummiballonen frei aufsteigen lassen. Für die Berechnung der jeweiligen Gespannhöhe sind die Meßwerte hierdurch überbestimmt. Aber es bedeutet auf der anderen Seite eine gute Kontrollmöglichkeit für die aerologische Meßtechnik, daß die mit beiden Verfahren gewonnenen Höhendaten laufend verglichen werden können. Die Aufstiegs-

praxis zeigt im allgemeinen eine gute Übereinstimmung der Höhen, falls die für beide Verfahren erforderlichen Eich- und Korrekturmethode sorgfältig angewandt werden.

3. Hydrodynamische Anwendungen

In der Vergangenheit sind häufig Versuche unternommen worden, aus dem hydrodynamischen Verhalten eines frei steigenden Gummiballons, an dem sich Meßgeräte befinden, Rückschlüsse auf Vertikalbewegungen der Luft sowie deren Turbulenzgrad zu ziehen. Es zeigt sich jedoch immer wieder, daß Gummiballons nicht als definierte hydrodynamische Meßkörper anzusprechen sind. Ihre Widerstandsbeiwerte weichen von denjenigen homogener Kugeln erheblich ab. Bei den mit Radar georteten Aufstiegen wird die Größe des Widerstands nicht allein durch den Ballon bestimmt. Die etwa 1 m² große Fläche des Reflektors aus Aluminiumfolie, die quer zur Aufstiegsrichtung steht, hat die Tendenz, die durch den Ballon bedingte Unsystematik des Widerstands zu dämpfen. Hinzu kommt noch, daß der Widerstandsbeiwert des Reflektors etwa fünfmal größer als derjenige des Ballons ist. Infolge dieser Gegebenheit stellt ein Aufstiegsgepann mit Reflektor in erster Näherung einen hydrodynamisch definierten Körper dar, dessen mittlere Geschwindigkeitsverteilung analytisch dargestellt werden kann. Geht man von der Definitionsgleichung für den freien Auftrieb sowie vom Newtonschen Widerstandsgesetz aus, so erhält man für die Steiggeschwindigkeit

$$v = \sqrt{\frac{7,79 r_0^3 \varrho_0 g - 2 M g}{\varrho \left[\pi r_0^2 \left(\frac{\varrho_0}{\varrho} \right)^{\frac{2}{3}} C_B + R^2 C_R \right]}}$$

Hierin bedeuten: M = Masse des Gesamtgespanns, g = Schwerebeschleunigung, ϱ_0 = Luftdichte am Boden, ϱ = Luftdichte eines Meßpunktes, r_0 = Ballonradius am Boden, R = Kantenlänge des Reflektors, C_B , C_R = Widerstandsbeiwert von Ballon bzw. Reflektor.

Das Radarverfahren ist in hervorragendem Maße geeignet, kontinuierlich das Verhalten des Aufstiegsgepanns zu verfolgen. Es ist möglich, aus den Abweichungen der Aufstiegsgepanngeschwindigkeit von der Normalverteilung gemäß obiger Gleichung Aussagen über Turbulenz und Vertikalbewegungen in der freien Atmosphäre zu machen.

4. Radar mit Transponder

Einen neuen Weg auf dem Gebiet der Radarortung für meteorologische Zwecke ist die englische Firma *Mullard Ltd.* gegangen. Sie versah zur Erzielung größerer Reichweiten das aufsteigende Gespann mit einem Transponder und benutzte die am Boden zu empfangenden Impulse gleichzeitig zur Übermittlung der von der Radiosonde gemessenen Werte der Temperatur, der Feuchte und des Drucks. Mit dieser Anlage, die als Radarsonde bezeichnet wird, sollen Entfernungen bis zu 185 km gemessen werden können.

Das benutzte Prinzip ist folgendes: Der Transponder am Ballon empfängt von der Bodenanlage Radarimpulse von 2 μ s Dauer und einer Frequenz von 152,5 MHz bei einer Spitzenleistung von 50 kW. Diese Impulse werden benutzt, um durch den Transponder Impulse von 2850 MHz und einer Spitzenleistung von 30 W dem automatisch folgenden Antennensystem der Bodenstation zurückzusenden. Aus der Laufzeit ergibt sich die Entfernung, die Antennenstellung gestattet die Ablesung von Höhenwinkel und Azimut. Diese Methode ist also im Prinzip identisch mit derjenigen der Windmessung mit passiven Reflektoren. Die zusätzliche Übermittlung der Meßwerte der Radiosonde geschieht dadurch, daß im Augenblick des Eintreffens des Impulses von der Bodenstelle ein zweiter Impuls im Transponder durch den von Temperatur, Druck und Feuchte gesteuerten Kreis der Radiosonde geht. Die zeitliche Verzögerung dieser Impulse hinsichtlich ihres Empfangs am Boden ist ein Maß für den Betrag der meteorologischen Meßwerte. Ein von einem Motor getriebener Schalter schaltet zyklisch die Meßelemente für Temperatur, Druck und Feuchte in diesen Meßkreis.

Praktische Erfahrungen mit diesem Gerät sind bisher nicht bekanntgeworden. Es steht jedoch fest, daß Aufwand und Kosten sowohl für die Bodenanlage als auch vor allem für das mit dem Ballon aufsteigende Verbrauchsgerät ganz erheblich größer sind als die Betriebskosten für eine Radaranlage mit passivem Reflektor und einem getrennten Radiosondensystem.

R. THEILE

Die Superorthikon-Fernseh-Kameraröhre

Schluß aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 7, S. 193–197

DK 621.397.331.2

3. Betriebseigenschaften, Hinweise für die Bedienung, Weiterentwicklungen

Die Betriebseigenschaften des Superorthikons erkennt man gut aus der Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile dieser Röhren. Zu den Vorzügen gehört an erster Stelle die große Empfindlichkeit. Mit dem Normaltyp erhält man gute Bilder mit einem Lichtstrom von einigen Zehntel mlm (für weißes Bildfeld), Bilder mit Unterhaltungswert bereits mit 0,1 mlm, bei sehr aktuellen Reportagen evtl. bei noch geringeren Lichtströmen. Von Vorteil für die Bildschärfe ist die Verstärkung des Detailkontrastes durch Streuelektroden, die — richtig angewendet — insbesondere bei Übertragung kontrastarmer Szenen nützlich sein kann. Man erhält bei optimaler Betriebsweise etwa die in Abb. 23 gezeigte Auflösungskurve (Angaben der RCA [7]), d. h. eine Modulationstiefe von 50% bei 400 Zeilen (Grenzfrequenz

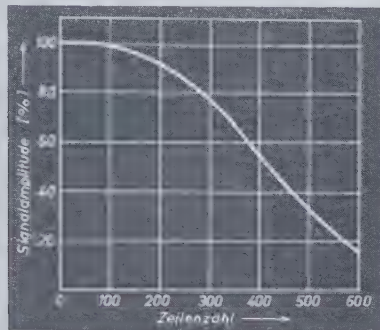


Abb. 23. Auflösungskurve des Superorthikons Typ RCA 6474/1854 [7]. Die Ordinate gibt den Modulationsgrad (Signalamplitude in %) bei Übertragung eines Schwarz-Weiß-Linienrasters mit der als Abszisse angegebenen Feinheit an (Zeilenzahl pro Bildhöhe des übertragenen Linienrasters)

von 5 MHz). Weitere Vorteile sind, daß man sich mit dem Superorthikon wegen der (durch entsprechende Wahl des Arbeitspunktes) in gewissen Grenzen veränderbaren Übertragungskennlinie an verschiedene Bedingungen der Kontrastverteilung oder Beleuchtungsart anpassen und bei Reportagen selbst unter außergewöhnlichen Umständen zumindest brauchbare Bilder übertragen kann.

Die Röhre liefert direkt die Komponente der mittleren Bildhelligkeit im Signalstrom, und der Schwarzwert kann von Bezugspulsen im Rücklauf (Austastzeit) in der üblichen Weise mit Klemmschaltungen ausgewertet werden. Im Gegensatz zur Austastung des Abtaststrahles im Punktlichtabtaster, Orthikon oder auch Superikonoskop muß jedoch beim Superorthikon zur Einstellung des Schwarzwertes während der Austastzeit der volle Abtaststrom in den Vervielfacher fließen, weil dieser Zustand der Übertragung eines schwarzen Bildelementes entspricht, was aus Abb. 17 sofort verständlich ist.

Schließlich kann man als Vorteil noch anführen, daß wegen der hohen Stromverstärkung des Signals große Erleichterungen im Bau des Kameraverstärkers gegeben sind, Abschirmungen gegen Streufelder usw. sind weniger kritisch. Rein konstruktiv ist die gerade Bauform (wegen der doppelseitig wirkenden Speicherplatte möglich) sehr günstig für den Einbau in die Kamera.

Als Nachteil sind die Störerscheinungen zu nennen, die in Form von Haloerscheinungen, Geistern und hellen Randlinien auftreten, und die zu gewissen Einschränkungen und Vorschriften für die Szenengestaltung und Beleuchtung zwingen, wenn man beste Bildqualität erreichen will. Vor allem müssen große Flächenkontraste vermieden werden und extrem helle Spitzlichter. Ebenso ist eine geschickte und sachkundige Bedienung unerlässlich, um auch bei raschem Szenen-

wechsel sofort die bestmögliche und originalgetreuste Wiedergabe zu finden. Das ist vor allem wichtig, wenn zur Übertragung derselben Szene mehrere Kameras in häufiger Überblendung benutzt werden, weil dann Unterschiede in der Halbtonwiedergabe besonders unangenehm wirken. Die modernen Anlagen sind allerdings heute sehr zweckentsprechend konstruiert, und die Praxis zeigt, daß sich das Bedienungspersonal, insbesondere bei Kenntnis der Vorgänge in der Röhre, verhältnismäßig rasch einarbeitet und die oft angeführten Nachteile der schwierigen Bedienung des Superorthikons übertrieben werden. Es gibt ja, wie im vorhergehenden Abschnitt dargelegt wurde, für jede Einstellung eine klare optimale Vorschrift und Richtlinie. Ist z. B. die Netzvorspannung auf den Wert von etwa 2 V festgelegt und der Strahlstrom auf den Minimalwert eingestellt, dann braucht man bei Veränderungen in der Szene im wesentlichen nur noch den Lichtstrom nachzuregulieren, um den Arbeitsbereich optimal einzuhalten. Eine große Hilfe hierfür ist die Überwachung des Oszillogramms, das an den sogenannten Kamerakontrollgeräten, von denen aus die Kamera fernbedient wird, sichtbar ist.

Von Nachteil ist zweifellos der technologisch diffizile Aufbau der Speicherplatte des Superorthikons. Abgesehen von Schwierigkeiten der Herstellung (hoher Preis), ist die Röhre in der Handhabung sehr empfindlich. Besonders vorsichtig muß man mit der Bestrahlung des dünnen Glashäutchens mit den schnellen Fotoelektronen sein. Eine Überbelichtung, vor allem bei ruhendem Bildinhalt, muß unbedingt vermieden werden. Testbilder z. B. „brennen“ leicht ein, wenn sie zu lange und zu hell auf die Röhre einwirken. Man muß mit der Einwirkung von Licht auf die Fotokathode sehr sparsam umgehen; das empfiehlt sich auch im Interesse einer großen Lebensdauer der Röhre, weil der Ladungstransport durch das Glashäutchen hindurch nur einen gewissen „Haushalt“ hat, den man nur für den tatsächlich nötigen Betrieb ausgeben sollte. Ebenso soll das Abtastraster stets die ganze Fläche erfassen; ein vorübergehend zu klein geschriebenes Raster zeigt sich im Bild als dunklerer Hintergrund (verändertes Kontaktpotential); die volle Ausnutzung der Speicherfläche ist ohnehin im Interesse maximalen Störabstandes und bester Schärfe notwendig. Man schreibt das Raster meistens so groß, daß an den Ecken die Halterung der Speicherplatte gerade sichtbar wird.

Nachteilig ist auch die Wartezeit, die nach Einschalten der Kamera verstreichen muß, bis die Speicherschicht die richtige Temperatur und damit richtige Leitfähigkeit hat. Ebenso muß die optimale Betriebstemperatur laufend eingehalten werden, weil sich sonst die Betriebseigenschaften ändern. Abb. 24 zeigt z. B. die Abnahme der Auflösung mit steigender Temperatur. Zur Begrenzung der Temperatur muß in der Kamera ein Ventilator angebracht sein.

Als Nachteil ist außerdem noch die negative Modulation des Rückstroms zu werten, d. h. die Tatsache, daß bei „Schwarz“ der volle

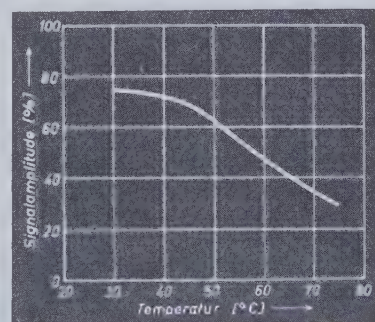


Abb. 24. Abhängigkeit der Auflösung des Superorthikons von der Speicherplattentemperatur. Röhre wie in Abb. 23, gemessen bei 300-Zeilen-Raster [7]

Abtaststrom in den Vervielfacher fließt und dadurch alle Ungleichmäßigkeiten bei der Sammlung der Rückelektronen im Vervielfacher sowie die Ungleichmäßigkeiten der Sekundäremission der ersten Dynode (Abb. 19) im Schwarzwert erscheinen. Hierdurch entstehende „Störsignale“ können jedoch durch einstellbare Kompensationssignale im Verstärker ausgeglichen werden. Den Dynodenfleck kann man leicht durch eine kleine Abweichung der „Schärfe 1“-Einstellung unsichtbar machen. Die Bildschärfe leidet dabei praktisch nicht, wenn man diese Korrektur durch Erniedrigung des Potentials des Wandbelags vornimmt (linksherum drehen des „Schärfe 1“-Knopfes, sehr wichtig für den Betrieb!).

Zur Zeit wird am meisten der Röhrentyp mit der kleinen Speicherkapazität verwendet (*RCA* 5820), die praktisch für alle Zwecke des Fernsehens eingesetzt werden kann. Steht jedoch ausreichend Licht für die Übertragung zur Verfügung, so ist eine Röhre mit größerer Speicherkapazität vorzuziehen, weil damit eine in vieler Beziehung erheblich bessere Bildqualität zu erreichen ist (besserer Störabstand, geringere Nachbareffekte, daher indirekt bessere Schärfe usw.). In der neueren Entwicklung findet man daher auch Typen mit vergrößerter Speicherkapazität. Das sind die Röhre 6474/1854 der *RCA*, die vor allem als Röhre hoher Qualität für Farbfernsehen entwickelt wurde [7], und die Röhre der *English Electric Co.*, Chelmsford [8]. Die größere



Abb. 25. Beispiel der mit einem großen Superorthikon (4 1/2-Zoll-Versuchsröhre der *RCA*) erreichbaren Bildgüte!

Kapazität wird in der erstgenannten Röhre durch Verkleinerung des Abstands zwischen Netz und Glashäutchen erreicht, in der anderen Röhre hingegen durch Vergrößerung der Speicherfläche, die eine entsprechende Vergrößerung der ganzen Röhre bedingt (maximaler Durchmesser etwa 11 cm statt 7,5 cm bei der Normalausführung). Röhren mit größerer Speicherkapazität sind mechanisch empfindlicher; in ihrer Konstruktion, der Ausbildung der Halterung usw. sind besondere Maßnahmen erforderlich, um die Störmodulation bei Erschütterungen (Mikrofonie) kleinzuhalten. Der grundsätzliche Gewinn an Bildqualität rechtfertigt jedoch diese Mühen und wohl auch den höheren Preis, weil man mit diesen Ausführungsformen des Superorthikons im Studio mit geringerem Aufwand an Beleuchtung ähnlich hohe Bildqualität erreichen kann, wie man sie von den anderen Kameraröhren ohne SE-Vervielfacher bei den entsprechend höheren Lichtströmen gewohnt ist. Abb. 25 zeigt als Beispiel die Bildqualität, die mit einem großen Superorthikon (4 1/2-Zoll-Versuchsröhre der *RCA*) erreicht werden kann.

Der Verfasser dankt den Mitarbeitern im *Rundfunktechnischen Institut*, Nürnberg, für wertvolle Hilfe bei der Anfertigung des Bildmaterials sowie Herrn Dr. J. Goldmann, *Bayerischer Rundfunk*, für freundliche Unterstützung bei der Aufnahme mehrerer Fernsehbilder.

¹⁾ Aufnahme O. H. Schade, *RCA* [13] (mit freundlicher Genehmigung der *Society of Motion Picture and Television Engineers*, New York)

Schrifttum

- [1] Rose, A., Weimer, P. K., u. Law, H. B.: The Image-Orthicon — a Sensitive Television Pickup Tube. *Proc. IRE* Bd. 34 (1946) S. 424—432
- [2] Theile, R.: Die Signalerzeugung in Fernseh-Bildabströhren. *AEÜ* Bd. 7 (1953) S. 15—27
- [3] Janes, R. B., Johnson, R. E., u. Moore, R. S.: Development and Performance of Television Camera Tubes. *RCA-Rev.* Bd. 10 (1949) S. 191—223
- [4] Janes, R. B., Johnson, R. E., u. Handel, R. R.: A New Image-Orthicon. *RCA-Rev.* Bd. 10 (1949) S. 586—591
- [5] Schade, O. H.: Electro-optical Characteristics of Television Systems. *RCA-Rev.* Bd. 9 (1948) S. 1—4
- [6] Janes, R. B., u. Rotow, A. A.: Light-Transfer Characteristics of Image-Orthicons. *RCA-Rev.* Bd. 11 (1950) S. 364—376
- [7] Neuhauser, R. G., Rotow, A. A., u. Veith, F. S.: Image-Orthicons for Color Cameras. *Proc. IRE* Bd. 42 (1954) S. 161—165
- [8] Law, H. B.: A Technique for the Making and Mounting of Fine Mesh Screens. *Rev. sci. Instr.* Bd. 19 (1948) S. 879—881
- [9] Bedford, L. H.: Problems of Television Cameras and Camera Tubes. *J. brit. IEE* Bd. 101 (1954) S. 464—474
- [10] McGee, I. D.: A Review of Some Television Pickup Tubes. *J. brit. IEE* Bd. 97 (1950) S. 377—392
- [11] Knoll, M., u. Theile, R.: Elektronenabtaster zur Strukturabbildung von Oberflächen und dünnen Schichten. *Z. Phys.* Bd. 113 (1939) S. 260
- [12] Theile, R., u. Fix, H.: Zur Definition des durch die statistischen Schwankungen bedingten Störabstandes im Fernsehen. *AEÜ* Bd. 10 (1956)
- [13] Schade, O. H.: Image Gradation, Graininess and Sharpness in Television and Motion Picture Systems, Part I. *SMPTE J.* Bd. 56 (1951) S. 169

Ausstellungen und Tagungen

Deutsche Fernschau 1956

Die „Deutsche Fernschau 1956“ findet vom 31. 8. bis 9. 9. in den 25000 m² umfassenden Räumen des Stuttgarter Höhenparks Killesberg statt. Die deutsche Fernsehindustrie wird dabei vor allem ihre Fernsehneuheiten zeigen.

Leipziger Herbstmesse

Die Leipziger Herbstmesse (Mustermesse für Konsumgüter) wird vom 2. bis 9. 9. 1956 auf einer Messestandsfläche von rund 100000 m² durchgeführt.

VDE-Hauptversammlung

Die diesjährige 49. Hauptversammlung des *VDE* findet in der Zeit vom 10. 9. bis 15. 9. in Frankfurt a. M. statt. Während am 10. 9. Sitzungen verschiedener Ausschüsse und die *NTG*-Vorstandssitzung stattfinden, führt das Programm für den 11. 9. vor allem 7 Übersichtsvorträge (in der Kongreßhalle, Messegelände), die Vorstandssitzung und die Delegiertenversammlung auf. Der 12. 9. ist der Hauptversammlung und der Festversammlung (ebenfalls in der Kongreßhalle, Messegelände) mit 3 Festvorträgen vorbehalten. Über 70 Fachberichte werden in Parallelveranstaltungen am 13. und 14. 9. vorgetragen.

NTG-Mitgliederversammlung

Die *Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE* hält ihre ordentliche Mitgliederversammlung anlässlich der *VDE*-Hauptversammlung am 13. 9. 1956, 18 Uhr, in der Aula der Universität in Frankfurt am Main ab.

Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft

Vom 17. bis 21. 9. 1956 wird die *FTG* im Musikstudio des *Südwestfunks* in Baden-Baden ihre vierte Jahrestagung abhalten.

Deutsche Industrie-Ausstellung Berlin 1956

Der 15. bis 30. 9. 1956 ist der Termin der „Deutschen Industrie-Ausstellung Berlin 1956“. 40000 m² stehen als Ausstellungsfläche zur Verfügung. Besonders stark wird in Berlin wieder die Elektroindustrie (auch die Rundfunk-, Fernseh- und Phonindustrie) vertreten sein.

Funk- und Schallortung in der Schifffahrt und Seevermessung

Vom 24. bis 27. 10. 1956 hält der *Ausschuß für Funkortung* in Hamburg (Musikhalle) eine Jahrestagung ab. Fachleute aus dem In- und Auslande halten dabei Vorträge über Probleme der Funk- und Schallortung in der Schifffahrt und Seevermessung. Mit der Tagung ist eine Ausstellung und Vorführung neuester Funk- und Schallortungsgeräte verbunden.

R. HÜBNER

Neues Verfahren zum Füllen von Entladungsgefäßen

DK 621.385.38.032.96:546.49

Zum Füllen von Entladungsgefäßen (Gleichrichterröhren und Thyratrons) mit Quecksilber sind im wesentlichen folgende Verfahren bekannt:

1. Einfüllen von Quecksilber vor dem Evakuieren

Zum ausreichenden Entgasen der Gefäßteile sind entsprechend hohe Temperaturen notwendig. Diese können hier aber nicht angewandt werden, weil sich das Quecksilber bei höherer Temperatur in Dampf umwandelt, der durch die Pumpe abgezogen würde. Außerdem besteht die Gefahr einer Verunreinigung des Quecksilbers.

2. Einbringen von Quecksilber in das mit der Pumpe verbundene Gefäß nach dem Entgasen

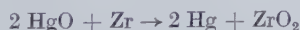
Auf diese Weise wird wohl eine bessere Entgasung erreicht, jedoch der Nachteil in Kauf genommen, daß die Quecksilbermenge nicht genau dosierbar ist und besonders teure Einfüllrichtungen erforderlich werden.

3. Einbringen von Quecksilberoxyd vor dem Entgasen

Das Quecksilber wird im Gefäß selbst während des Entgasens der Gefäßteile aus Quecksilberoxyd erzeugt, das auf einem heizbaren Träger in das Gefäß eingebracht worden ist. Der dabei entstehende Sauerstoff kann mit den üblichen Pumpeinrichtungen nicht rasch genug aus dem Gefäß entfernt werden. Dies bedingt einmal eine unerwünschte beträchtliche Verlängerung des Pumpprozesses, zum anderen besteht dabei die Gefahr der Oxydation der Gefäßteile.

4. Neues „Pillenvverfahren“

Diese Methode stellt eine Weiterentwicklung des unter 3. genannten Verfahrens dar. Es vermeidet aber dessen Nachteile, indem der bei der Zersetzung von Quecksilberoxyd entstehende Sauerstoff durch eine chemische Reaktion sogleich gebunden wird. Dazu wird in das Gefäß ein kleines Metalldöschen eingebracht, das in pulverisierter, gepreßter Form (Pille) eine Mischung aus HgO , einem Reduktionsmittel (z. B. Zr, Cr, Ni) und einem zur Verzögerung der an sich explosionsartig verlaufenden Reaktion dienenden Mittel (z. B. Fe) enthält. Die Gefäßteile werden dabei auf bekannte Weise bei Temperaturen bis zu etwa 400°C entgast. Nachdem das Gefäß wieder abgekühlt ist, wird nunmehr der die Pille enthaltende Träger mittels Induktionsheizung auf eine so hohe Temperatur gebracht (etwa 700°C), daß eine Thermitreaktion abläuft, wobei Quecksilber hauptsächlich nach folgender Gleichung frei wird



Das bei der Reaktion entstehende Quecksilber kondensiert an den kalten Gefäßteilen; es wird also keine nennenswerte Menge Hg durch die Pumpe aus dem Gefäß entfernt. Es entstehen aber auch keine sonstigen flüchtigen Stoffe, die abgepumpt werden müßten oder die Gefäßteile verunreinigen könnten. Der Reaktionsrest bildet vielmehr einen zusammenhängenden harten Sinterkörper. Ein weiterer besonderer Vorteil dieses neuen Verfahrens liegt in der genauen Dosierbarkeit der Quecksilberfüllung. Es verdient hervorgehoben zu werden, daß durch die Hg-Pille keinesfalls die Röhrenlebensdauer beeinträchtigt wird, da das Reservoir an flüssigem Hg — allerdings kaum sichtbar — auch beim Pillensystem groß genug ist, um eine lange Lebensdauer sicherzustellen; die Röhrenlebensdauer wird auch bei dieser Ausführung in erster Linie durch die Katode begrenzt.

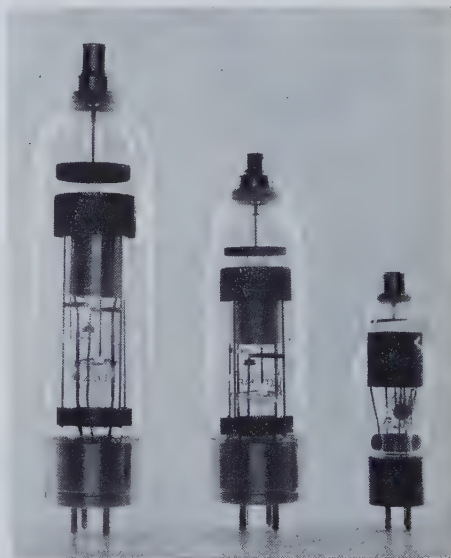
Mit diesem — zum Patent angemeldeten — Verfahren, das in den Brown Boveri-Laboratorien entwickelt wurde, werden die Nachteile der nach bisher üblichen Methoden mit flüssigem Quecksilber gefüllten Entladungsgefäße vermieden. Da kein Verspritzen und Verschmieren von Hg-Tropfen mehr auftreten kann, bleibt der Glaskolben solcher Röhren stets klar. Die Röhre gewinnt deshalb nicht nur rein äußerlich durch ihr ansprechendes Aussehen, sondern es wird auch die Möglichkeit von Rückzündungen herabgesetzt. Ein er-

weitertes Anwendungsgebiet bietet sich diesen Röhren dadurch, daß sie ebenso wie Röhren mit Edelgasfüllung in jeder Lage betrieben werden können. Zudem wird es als vorteilhaft empfunden, daß für diese Röhren mit Hg-Pille die Vorschrift einer mehrfach verlängerten Anheizzeit bei erster Inbetriebnahme oder nach längerem Transport wegfallen kann, da es nicht mehr nötig ist, das im Kolben verspritzte Quecksilber in den unteren Teil zu kondensieren.

Auf Grund der guten Betriebserfahrungen mit nach dem neuen System gefüllten Röhren entschloß sich die Brown, Boveri & Cie., ihre sämtlichen Hochspannungsgleichrichterröhren DQ 2, DQ 4, DQ 5 usw. (Abb. 1) und Hochspannungs-Thyratrons TQ 2, TQ 4 bis TQ 7 sowie die Reihe der neuen Industrie-Thyratrons mit Mischfüllung TQ 1/2, TQ 2/3, TQ 2/6, TQ 2/12 usw. (Abb. 2) bis zu den größten Kolbenabmessungen nur noch mit „Hg-Pille“ auszurüsten.



Links: Hochspannungs-Gleichrichterröhre mit Quecksilberpille Typ DQ 2 für eine maximale Sperrspannung (U_{inv}) von 10 kV, $I_{\text{a max}} = 0,5 \text{ A}$, $I_{\text{ap}} = 3 \text{ A}$; Anheizzeit (t_{r}) nur 10 s, Betriebslage beliebig. Der Glaskolben bleibt stets ganz klar



Rechts: Industrie-Thyratrons mit Mischfüllung; TQ 2/6, TQ 2/3, TQ 1/2

	TQ 2/6	TQ 2/3	TQ 1/2
I_{a}	6,4	3,2	1,6 (A)
I_{ap}	80	40	20 (A)

$U_{\text{f}} = 2,5 \text{ V}$, $U_{\text{inv}} = 2 \text{ kV}$, $t_{\text{r}} = 30 \text{ s}$ (unabhängig von der Umgebungstemperatur t_{a}), $t_{\text{a}} = -40 \dots +70^\circ\text{C}$. Füllung: Ar + Hg-Pille; Betriebslage beliebig, Klarglaskolben

Es verdient noch erwähnt zu werden, daß die Mischfüllung-Thyratrons (Argon + Hg-Pille) durch Einführen einer entsprechend dosierten Edelgasmenge eine gleich hohe Sperrspannung von 2000 V erreichen wie Industrie-Thyratrons mit reiner Quecksilberfüllung. Dank der Hg-Pille können sie ebenso wie Edelgas-Thyratrons in jeder Lage betrieben werden, unterscheiden sich aber von diesen durch die verringerte Gasauflagerung.

Die vorstehend erläuterten wichtigen Konstruktionsverbesserungen werden zweifellos dazu beitragen, die Güte, Betriebssicherheit und Lebensdauer aller elektronischen Geräte weiter zu verbessern, die mit den nach dem neuartigen Füllverfahren hergestellten Röhren ausgerüstet sind.

Apparatur zum Erzeugen künstlichen Nachhalls

DK 534.84:681.846.7

Anläßlich der Tagung deutscher Bühnentechniker Anfang Juli in Hamburg zeigte Philips erstmals in Deutschland die Nachhall-Apparatur „EL 6910“, die sowohl zum Verbessern der Raumakustik in Räumen für Musikwiedergabe als auch zum Erzeugen von Nachhalleffekten in Theatern, Film- und Rundfunkstudios geeignet ist. Musiksäle haben erfahrungsgemäß oft eine zu kurze Nachhallzeit; sie lassen sich aber mit dieser Apparatur ebensogut für Konzertmusik (Nachhallzeit etwa 2 s) als auch für die Wiedergabe von Orgelmusik (Nachhallzeit z.B. 6 s) verwendbar machen.

Die Anlage dient dazu, ein bestimmtes Signal beliebig oft und mit einstellbaren Zeitunterschieden zwischen der Originaldarbietung und der ersten Wiederholung (bzw. zwischen den verschiedenen Wiederholungen) in weiten Grenzen einstellbar zu wiederholen. Durch Hinzufügen vieler verzögerter Wiederholungen erreicht man den Eindruck eines Nachhalls, während sich mit nur einer Wiederholung Echoerscheinungen ergeben. Für Nachhalleffekte ist es möglich, den exponentiellen Abfall des Schalles mittels zusätzlicher Wiederholungen nachzubilden und dabei Nachhallzeit, Lautstärkeintensität des Nachhalls und Frequenzabhängigkeit des Nachhalls in weiten Grenzen zu variieren. Durch Ändern des Frequenzganges der Apparatur lassen sich dann auch störende Frequenzgänge des Wiedergaberaumes kompensieren.

Zur magnetischen Aufzeichnung des Signals dient eine mit einer am Rand aufgetragenen magnetisierbaren Schicht versehene Scheibe aus einer Spezial-Aluminiumlegierung, deren Achse in 12 Präzisions-Kugellagern läuft. Die maximale Exzentrizität ist 3 μ . In 30 μ Abstand vom Scheibenrand sind um diesen herum sechs Magnetköpfe verteilt angeordnet (Abb. 1), von denen jeder zum Einstellen von Kopfabstand und Azimut in einem Support montiert ist. Zum Antrieb dient ein polumschaltbarer Asynchronmotor, der über eine federnde Rolle eine auf der Scheibenachse angebrachte Schwungmasse antreibt und die Scheibe mit einer Umfangsgeschwindigkeit von 3 bzw. 1,5 m/s rotieren läßt.

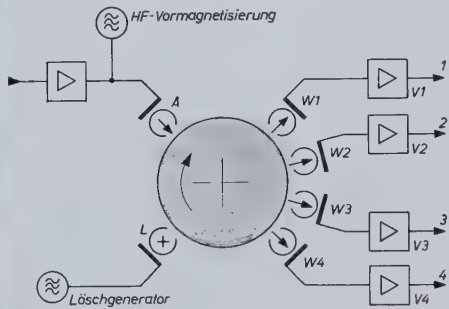
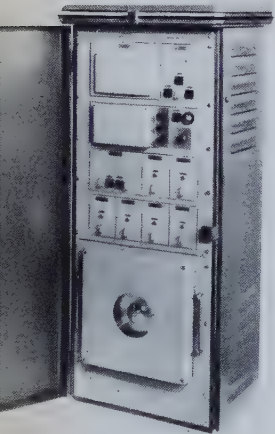


Abb. 1. Prinzip der Anordnung mit rotierender Tonscheibe zum Erzeugen künstlichen Nachhalls. Links: Ansicht der Nachhall-Apparatur „EL 6910“

Das vom Aufnahmekopf A aufgesprochene Signal wird von den vier Wiedergabeköpfen W1...W4 abgetastet und dann kurz vor beendetem Umlauf der Scheibe mit dem Löschkopf L gelöscht. Da die Wiedergabeköpfe um die Scheibe herum verschiebbar angeordnet sind, lassen sich durch Einstellen des gegenseitigen Abstandes verschiedene Zeitintervalle zwischen Original und der Wiedergabe über die Köpfe W1...W4 erreichen. Die kleinste Zeitdauer eines solchen Zyklus ist 50 ms, die größte 450 ms. Wenn die von den Wiedergabeverstärkern V1...V4 der einzelnen Wiedergabeköpfe abgegebenen Pegel unter dem des Originals liegen, klingt das Schallereignis allmählich ab, d.h., man ruft Nachhall hervor. Da der exponentielle Abfall ein kontinuierlicher Vorgang ist, ist es notwendig, die Zeiten zwischen den einzelnen Wiedergaben möglichst kleinzuhalten, um eine möglichst ununterbrochene Folge von abklingenden Schallereignissen zu haben. Deshalb führt man das Signal eines beliebigen Wiedergabekopfes, meistens des vierten, über eine Rückkopplungsschaltung wieder dem Aufnahmekopf zu (Abb. 2), so daß bei jedem folgenden Umlauf der Scheibe das aufgesprochene Signal abgeschwächt wiederholt wird. Mit Pegelreglern im Rückkopplungskanal läßt sich die gewünschte Nachhallzeit einstellen. Beim Drücken der Taste Ta 1 wird der Rückkopplungskanal an Masse gelegt, so daß das Verzögerungssignal nicht mehr an den Eingang des Aufnahmeverstärkers gelangt. Das aufgezeichnete Signal wird demzufolge mit einer zeitlichen Verzögerung, die dem Abstand der Wiedergabeköpfe und der Umfangsgeschwindigkeit der Tonscheibe entspricht,

nur über die an den Ausgang der Wiedergabeverstärker V1...V4 angeschlossenen Endverstärker und die damit verbundenen vier Lautsprechergruppen im Saal wiedergegeben. Das Buchsenpaar Rel, dessen Kurzschlußstecker durch ein vom Saal aus bedienbares Relais ersetzt werden kann, gestattet ebenfalls die Abschaltung des Verzögerungssignals. Zur Korrektur der Wiedergabekurve läßt sich über ein weiteres Buchsenpaar F ein RC-Filter einschalten, um damit den Frequenzgang der Nachhallkurve der Raumakustik des Wiedergaberaumes anzugleichen.

Die in einem Metallschrank eingebaute Nachhallapparatur „EL 6910“ hat zwei Eingänge über Mikrofon-Vorverstärker (30...15000 Hz \pm 3 dB, Eingangsempfindlichkeit 0,6 mV, Ausgangsspannung 5 V, Klirrfaktor bei 1000 Hz 1%, Brumm- und Störpegel —65 dB) und einen direkten Leitungseingang, die über den Umschalter S1 wählbar sind. In einer dritten Stel-

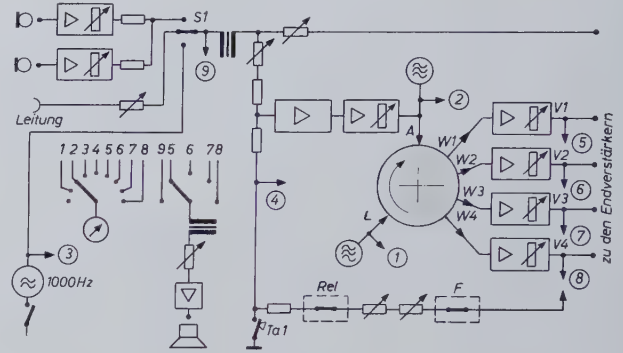


Abb. 2. Vereinfachte Blockschaltung der Nachhall-Apparatur

lung ist zum Einpegeln ein Meßton (1000 Hz) aufzusprechen. Der Aufnahmeverstärker ist mit den Röhren 2 \times E 80 F, 2 \times E 80 CC und 2 \times E 80 L bestückt. Die vier Wiedergabeverstärker V1...V4 (20...15000 Hz \pm 3 dB, Ausgangsspannung 5 V, Klirrfaktor bei 1000 Hz 1%, Brumm- und Störpegel —50 dB) liefern die Modulationsspannung für die Endverstärker der Lautsprechergruppen.

Die Misch- und Kontrolleinrichtung dient einmal dazu, einen der vier Wiedergabeverstärker auf den Aufnahmeverstärker zu schalten, zum anderen zum Messen des Eingangs- und Ausgangspegels, des Vormagnetisierungs- und des Löschstromes und zum Einpegeln mittels des eingebauten NF-Generators. Im allgemeinen sind alle Einstell- und Regelorgane fest eingebaut und nur mit Schraubenzieher zu bedienen. Es ist jedoch auch möglich, die Regelorgane für Nachhallzeit, Pegel und Frequenzgang in das Mischpult des Tonmeisters einzubauen, um hier während der Aufnahme beliebig regeln zu können. Ein eingebauter Kontrollverstärker (30...15000 Hz \pm 0,5 dB, Endstufe 2 \times E 80 L) erlaubt den Anschluß eines Kontrolllautsprechers zum Abhören des Originals und jedes der vier Wiedergabeverstärker. Alle Geräte, ausgenommen die Tonabsteinheit, sind in Kassettenform aufgebaut und lassen sich deshalb schnell auswechseln.

Aus der Fülle der Anwendungsmöglichkeiten seien nur zwei erwähnt. Zum Verbessern der Raumakustik eines Konzertsalles nimmt man beispielsweise über eine Mikrofonzeile mit ausgeprägter Richtcharakteristik das Original auf (Abb. 3), führt das Signal zur Nachhall-Apparatur und gibt die Signalwiederholung dann über Verstärker und die im Saal angebrachten Lautsprechergruppen wieder. Infolge des weiten Variationsbereiches der Nachhallzeit und der Möglichkeit zur Frequenzkorrektur im Rückkopplungskanal sind damit die Eigenschaften guter Konzertsäle nachzubilden. Eine ähnliche Anordnung kann auch für die Wiedergabe von auf Platte oder Magnettonband gespeicherten Schallaufnahmen benutzt werden. Die Original-Schallquelle in Abb. 3 ersetzt dann ein direkt

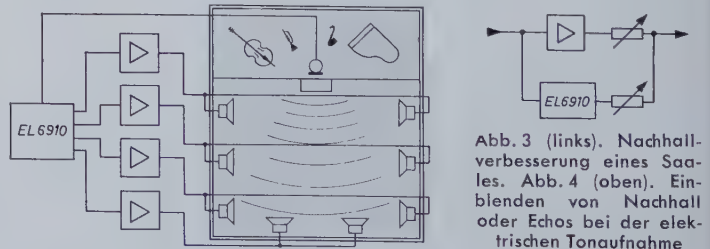


Abb. 3 (links). Nachhallverbesserung eines Konzertsalles. Abb. 4 (oben). Einblenden von Nachhall oder Echos bei der elektrischen Tonaufnahme

vom Abspielgerät über Verstärker gespeister Lautsprecher, der seinen Platz auf dem Podium hat. Durch Verändern der Pegel der einzelnen Lautsprechergruppen sind noch eine Reihe weiterer interessanter akustischer Effekte zu erreichen.

Auch für die elektrische Tonaufnahme (Abb. 4) bietet die Anlage zahlreiche Möglichkeiten, wenn man beispielsweise dem direkt aufgenommenen Schallereignis Nachhall- oder Echoeffekte zumischt.

—th

Elektronische Messung nichtelektrischer Größen

DK 621.317.39:621.385

In den letzten Jahren bedient man sich auch zur Messung nichtelektrischer Größen in allen Zweigen der Technik bevorzugt elektronischer Meßmethoden, weil sie im Vergleich z.B. zu mechanischen Meßmethoden vielfach einfacher, technisch eleganter und teilweise auch genauer sind, vor allem dann, wenn das Meßobjekt der direkten Messung nur schwer zugänglich ist. Weiterhin läßt sich bei elektronischen Messungen eine Fernübertragung von Meßwerten meist einfach und schnell durchführen, weil man sich für die dabei auftretenden Probleme des reichen Erfahrungsschatzes der drahtgebundenen und drahtlosen Nachrichtentechnik bedienen kann. Hinzu kommt, daß sich auch das Problem der Zentralisierung leicht lösen läßt, weil es keine prinzipielle Schwierigkeit bereitet, eine praktisch beliebige Zahl von Einzel-Meßwerten an eine zentrale Stelle zu übertragen, um dort einen Gesamtüberblick über eine Vielzahl auch gleichzeitig ablaufender Vorgänge zu gewinnen.

Die Anwendung elektronischer Techniken zur Messung nichtelektrischer Größen ist keineswegs neu. Bereits Ende der dreißiger Jahre gab es entsprechende Meßeinrichtungen; sie waren jedoch fast alle noch mehr oder weniger für die Anwendung im Labor und im Prüffeld und nicht für den Betrieb bestimmt. Auf der *Deutschen Industrie-Messe Hannover 1956* konnte man jedoch schon an einer ganzen Reihe bemerkenswerter Geräte deutlich die Tendenz erkennen, diese Methoden und Verfahren in immer steigendem Ausmaß auch in Richtung auf den betriebsmäßigen Einsatz hin zu entwickeln. Aus der Fülle der Beispiele seien hier einige genannt.

pH-Meter

In der Verfahrenstechnik ist es seit langem üblich, pH-Werte elektrisch zu messen. Für Registrier- und Regelzwecke zeigte *Knick* ein „IndustriepH-Meter“ mit auswechselbarem Zerkhackerverstärker. Das Gerät enthält geeichte Einstellknöpfe für Steilheit und Isothermen-Schnittpunkt der Glaselektroden, so daß Elektroden mit bekannten Kenndaten meßfertig angeschlossen werden können. Der Nullpunkt des pH-Meßumfanges von 5 oder 10 pH-Einheiten läßt sich auf jede beliebige Stelle des pH-Bereiches von 0 bis 14 pH einstellen. Mit dem neuen Typ „42“ ist die Überwachung zweier Meßstellen möglich. Dieses Gerät enthält je einen Satz geeichter Einstellknöpfe für die beiden Glaselektroden und einen Meß-Umschalter.

Schichtdickenmesser

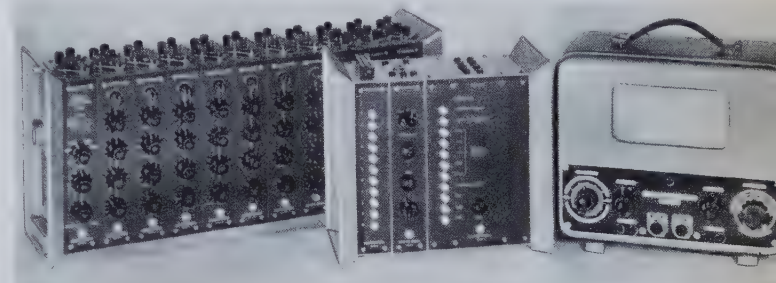
Magnetische Methoden zum Messen der Schichtdicken von unmagnetischen Werkstoffen (z.B. von Lackschichten) auf Eisenunterlagen finden heute in zunehmendem Maße für die Betriebskontrolle Verwendung. Der Schichtdickenmesser „Mikrotest L 160“ (*Elektro-Physik*) ist ein handliches, hammerförmiges Gerät. Es nutzt zur Messung die Haftkraft eines hochwertigen Alni-Dauermagneten aus, der an dem Ende eines ausbalancierten Dreharmes so angeordnet ist, daß der polierte halbkugelförmige Pol gerade übersteht. Mit dem Dreharm ist über eine Feder eine mit dem Zeigefinger drehbare Meßscheibe gekuppelt, die in Einheiten der Schichtdicke geteilt ist. Die von der Schichtdicke abhängige Abreißkraft kann an der Meßscheibe gleich umgewandelt in $\frac{1}{100}$ mm oder μ abgelesen werden. Der elektromagnetische Schichtdickenmesser „Elektrotest L 161“ besteht aus einem elektromagnetisch erregten induktiven Taster und dem Anzeigeinstrument mit Stromversorgungsteil. Beim Berühren der zu prüfenden Schicht auf einer Eisenunterlage zeigt der Zeiger des Instruments direkt auf einer Skala die Schichtdicke an. Mit einer Sonderausführung lassen sich Schichtstärken von unmagnetischen Schichten auf Eisen kontinuierlich anzeigen und gegebenenfalls auch regeln.

Dehnungsmeßstreifen

Die Messung mechanischer Größen unter Zuhilfenahme von Dehnungsmeßstreifen hat in den letzten Jahren an Bedeutung gewonnen. Mehrere namhafte Firmen stellen heute auch in Deutschland komplette Meßeinrichtungen her, die sowohl für statische als auch dynamische Messungen geeignet sind. Die für die Auswertung der Widerstandsänderungen der Dehnungsmeßstreifen benötigten Meßbrücken arbeiten teilweise automatisch als registrierende Meßbrücken (z.B. *Philips* „PR 2200 P“). Für viele Aufgaben ist es aber notwendig, eine Vielzahl von Meßstellen zu erfassen. Ordnet man dann jeder Meßstelle ein besonderes Meßgerät zu, so ergeben sich meist keine besonderen technischen Probleme. Eine derartige Anordnung bedingt aber einen sehr großen Aufwand, der sich im allgemeinen nur dann lohnt, wenn z.B. bei schnell verlaufenden dynamischen und nicht reproduzierbaren Beanspruchungen unbedingt eine gleichzeitige Beobachtung mehrerer Meßstellen erforderlich ist.

Häufig lassen sich aber Aufgaben der Vielstellen-Meßtechnik mit geringerem Aufwand lösen, wenn die Aufgabenstellung eine Messung in zeitlicher Aufeinanderfolge zuläßt. Das ist beispielsweise fast immer möglich bei statischer oder quasistatischer Belastung, d.h., wenn die zeitlichen Änderungen der Meßgröße langsam gegenüber der Umschaltzeit sind. Eine

Meßstellen-Umschaltung bringt aber in der Praxis mancherlei Schwierigkeiten mit sich, beispielsweise schlecht reproduzierbare Übergangswiderstände des Schalters, Vorabgleich der Dehnungsmeßstreifentoleranz usw. Eine vielseitig verwendbare Abgleich- und Umschalteneinrichtung für Dehnungsmessungen zeigte die *Elektro Spezial GmbH* unter der Typenbezeichnung *Philips* „PT 1210“. Diese Einrichtung ermöglicht den ohmschen und kapazitiven Abgleich, die Umschaltung der abgeglichenen Dehnungsmeßstellen sowie den Anschluß dieser Streifen in halber oder in vollständiger Brückenschaltung. In Verbindung mit einem Schnellschreiber (z.B. *Philips* „PT 1000“) oder mit einem Katodenstrahloszillografen lassen sich die Meßergebnisse auch registrieren bzw. direkt beobachten. Der Abgleichsatz besteht aus je einer Abglicheinheit „PT 1210/01 A“ pro Meßstelle und einer Eicheinheit „PT 1210/01 E“ für einen Abgleichsatz, die nach dem Baukastenprinzip so ausgeführt sind, daß sich durch seitliches Aneinanderreihen auf vier Bolzen ein Abgleichsatz zusammenstellen läßt. Jede Abglicheinheit enthält für den R-Abgleich je eine 11stufige Widerstandsgruppe für den Grob- und Mittelabgleich sowie ein Potentiometer für den Feinabgleich und eine 11stufige Kondensatorgruppe sowie einen Trimmer für den C-Abgleich. Die in den Einheiten abgeglichenen Meßstellen werden an die eigentliche Meßbrücke über zwei Relais angeschaltet.



Universal-Abgleich- und Umschalteneinrichtung „PT 1210“ mit direkt-anzeigender Meßbrücke „PR 9300“ (*Elektro Spezial GmbH*)

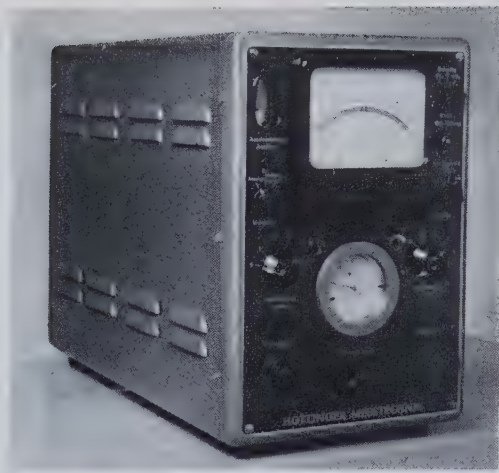
Die Eicheinheit dient zum Einstellen definierter relativer Widerstandsänderungen, die durch Parallelschalten von Präzisionswiderständen zu der halben oder vollständigen Brückenschaltung in der Eicheinheit erzeugt werden. Diese Meßgrößen entsprechen bestimmten Dehnungen und ermöglichen somit das Eichen der Anzeigeinstrumente und Registriergeräte.

Zum Umschalten der Meßstellen auf das Registriergerät liefert die *Elektro Spezial GmbH* zwei verschiedene Schalt- und Speisegeräte. Das *Philips*-Handsaltgerät „PT 1210/02 H“ hat für 10 Abglicheinheiten und eine Eicheinheit je einen Schalter mit einer rückfedernden und einer rastenden Stellung. Dadurch werden sowohl kurzzeitige Vergleichsmessungen als auch Messungen über einen längeren Zeitraum ermöglicht. Zur Vermeidung von Temperaturänderungen beim Anschalten der Dehnungsmeßstreifen an die Meßbrücke können alle 600-Ohm-Dehnungsmeßstreifen enthaltenden Meßstellen mit 12 V vorgeheizt werden. Dadurch wird erreicht, daß man die Umschaltfrequenz, die ohne Vorheizung etwa 0,2 Hz ist, auf etwa 10 Hz erhöhen kann.

Mit dem Hand- und Automatikschaltgerät „PT 1210/03 Z“ ist außer der oben beschriebenen Handschaltung auch eine automatische Umschaltung möglich. In der Betriebsstellung „Automatik“ tastet dieses Gerät zwei bis zehn Meßstellen in zyklischer Folge ab und verbindet sie mit dem Registriergerät. Die Abtastfrequenz läßt sich mittels eines Schalters auf die Frequenzen 0,25, 0,5, 1, 3 und 8 Hz einstellen. Außerdem enthält dieses Gerät noch einen Spannungswahlschalter für die Vorheizung der Dehnungsmeßstreifen mit den Stufen 2,5, 6 und 12 V für 120- bzw. 300- bzw. 600-Ohm-Meßstreifen sowie Buchsen, die bei automatischem Betrieb, z.B. für die Zeitplatten eines Oszillografen, eine die Meßstellung kennzeichnende Stufengleichspannung liefern. Beide Ausführungen des Schalt- und Speisegerätes sind mit einem Netzteil (220 V ~) ausgerüstet, der die Wechselspannung zum Vorheizen der Dehnungsmeßstreifen und eine Gleichspannung von 12 V für die Relaispeisung liefert.

Meßverstärker mit ohmschen und induktiven Gebern

Am Eingang einer Meßeinrichtung zum Messen nichtelektrischer Größen liegt normalerweise ein Geber oder Aufnehmer, der die zu messende mechanische Größe in eine elektrische Größe umwandelt. Für die unterschiedlichsten Anwendungszwecke hat *Hottinger* ein gut abgerundetes Programm entwickelt, in dessen Mittelpunkt der Trägerfrequenz-Meß-



Trägerfrequenz-Meßverstärker „KWS II“ (Hottinger Meßtechnik GmbH)

verstärker „KWS II“ steht. Dieser Meßverstärker mit eingebauten Brückenelementen gestattet den Anschluß von Dehnungsmeßstreifen und induktiven Gebern, wobei für beide Arten volle und halbe Brückenschaltungen möglich sind. Induktive Aufnehmer lassen sich auch in Transformatorschaltung anschließen. Der „KWS II“ kann außer als Meßverstärker für dynamische Messungen auch mit sehr hoher Genauigkeit für statische Messungen nach der Kompensationsmethode eingesetzt werden. Er zeichnet sich über sehr lange Zeiten durch hohe Nullpunkt- und Verstärkungskonstanz aus, und der Linearitätsfehler des Geräts einschließlich Demodulator ist $\leq 1\%$. Ein Oszillator im Verstärker erzeugt eine Trägerfrequenz von 5 kHz, die durch die Wertänderungen der Meßwertgeber moduliert und dann dem Trägerfrequenzverstärker zugeführt wird. Der Regelbereich 1 : 3000 ist in Grob- und Feinstufen sowie eine kontinuierliche Regelstufe aufgeteilt. Dadurch wird auch die exakte Abstimmung mehrerer Meßverstärker aufeinander ermöglicht. Nach dem Gleichrichten der verstärkten Trägerfrequenzspannung und dem Ausbiegen der Trägerfrequenz wird die dem Meßvorgang entsprechende Modulationsfrequenz an den Ausgangsklemmen abgenommen. Die Gleichrichtung ist phasenabhängig, so daß die Amplitude — entsprechend den mechanischen Vorgängen — mit positivem oder negativem Vorzeichen zur Anzeige gelangt. Dieses Verfahren hat den Vorteil, daß nach einmaligem exakten Nullabgleich der Wechselstrombrücke die Verstärkung ohne Verlagerung des Nullpunktes geändert werden kann. Für statische Messungen erfolgt die Anzeige über das eingebaute Instrument, bei dynamischen Messungen wahlweise mittels mechanischer Schreibgeräte oder Oszillografen. Eine Eingangsspannung von $\pm 200 \mu V_{eff}$ ergibt am Spannungsaustrag (asymmetrisch, R_i etwa 16 kOhm) 8 V_{ss} und am Stromaustrag (symmetrisch, R_i etwa 220 Ohm) ± 10 mA. Der Störpegel am Spannungsaustrag liegt bei voller Verstärkung bei etwa 20 mV_{eff}. Für die Brückenspeisung liefert das Gerät 4 V für Dehnungsmeßstreifen und 2 V für induktive Geber.

Neben einer Typenreihe von Dehnungsmeßstreifen, die z.B. für automatische Überlastschutzvorrichtungen von Krananlagen verwendbar sind, liefert Hottinger auch induktive Aufnehmer. Das Modell „D 1“ ist ein induktiver Dehnungsaufnehmer zum Messen statischer und dynamischer Oberflächendehnungen zwischen zwei festen und einer beweglichen Spitze



Demonstrationsmodell einer automatischen Überlast-Schutzvorrichtung mit Dehnungsmeßstreifen zum Einbau in Krananlagen (Hottinger Meßtechnik GmbH)

mit einer Meßbasis von normalerweise 15 bis 25 mm. Die Anzeige ist bis ± 1 mm linear, und in Verbindung mit dem Meßverstärker „KWS II“ ergibt sich bereits bei $1,5 \cdot 10^{-3}$ mm Vollausschlag. Der induktive Dehnungsaufnehmer „D 2“ läßt sich in seinem äußeren Aufbau den jeweiligen Erfordernissen entsprechend abwandeln. So sind z.B. für Dehnungs- und Verschiebungsmessungen an Seilen das Böckchen und der Taststift mit je einem Gewindeprofil zum Umfassen der Seiladern ausgebildet. Zum statischen und dynamischen Messen von Wegen und Verschiebungen dient der induktive Wegaufnehmer „W“, bei dem die Verlagerung eines freibeweglichen Tauchankers gegenüber einem feststehenden Spulensystem die Meßwertgröße ergibt. Für einen maximalen linearen Meßweg von ± 1 mm, ± 10 mm und ± 50 mm sind die Typen „W 1“, „W 10“ und „W 50“ bestimmt. Die beiden letzten Ausführungen haben eine durchgehende Bohrung für den Tauchanker. Das Modell „W 1 k“ hat dagegen nur eine etwa 20 mm tiefe Bohrung zum Einführen des Tauchankers an der Stirnseite des Gerätes, so daß sich bei den hier zulässigen kleinen Wegen der Anker reibungsfrei führen läßt. Vollausschlag am Meßverstärker „KWS II“ erreicht man für die drei genannten Typen bei $1 \cdot 10^{-3}$ bzw. $50 \cdot 10^{-3}$ bzw. $250 \cdot 10^{-3}$ mm Wegänderung.

Wenn es darauf ankommt, Meßwerte ohne Berührung und völlig rückwirkungsfrei abzunehmen, bedient man sich des induktiven tastlosen Wegaufnehmers „Tr“, der je nach Anordnung der Meßelemente einen Meßbereich von etwa 10^{-3} bis 4 mm erfäßt. Er läßt sich sowohl in Brückenschaltung als auch in Transformatorschaltung verwenden, wobei die Transformatorschaltung den Vorteil der relativen Unempfindlichkeit gegenüber veränderlichen Leitungswiderständen (Schleifringen) hat und sich daher besonders gut für Messungen an rotierenden Teilen eignet. Bei Schaltung als Differentialaufnehmer oder in Transformatorschaltung ergibt eine Verschiebung von 10^{-3} mm bereits Vollausschlag am Meßverstärker.

Die Beschleunigungs-, Schwingweg- und Schwingungsaufnehmer „B 1“, „B 2“ und „B 3“ unterscheiden sich durch ihre Eigenfrequenzen, und damit gestatten sie das Messen von Beschleunigungen oder Schwingungen, je nachdem, ob die Meßfrequenz unter oder über ihrer Eigenfrequenz liegt. Bei Beschleunigungsaufnehmern — Meßfrequenz liegt unter Eigenfrequenz — werden konstante Beschleunigungen mit gleich großen Amplituden angezeigt. Bei Schwingungsaufnehmern — Meßfrequenz liegt über Eigenfrequenz — gilt dasselbe für Schwingwege. Da alle Aufnehmer mit seismischen Massen wegen der Erdbeschleunigung lageabhängig sind, ist eine Erdanziehungs-Kompensation vorhanden, so daß Messungen in jeder Richtung möglich sind.

Die induktiven Drehmomentenaufnehmer „MD“ lassen sich auf bereits vorhandene Achsen, Wellen und Rohre aufsetzen und gestatten die Messung statischer und dynamischer Drehmomente. Unter dem Einfluß eines einwirkenden Drehmoments verdreht sich die Welle um einen geringen, jedoch genau definierten Betrag. Über eine bestimmte Meßlänge greift man diese Verdrehung durch gehärtete, spitze Stahlschrauben ab und führt sie der induktiven Meßeinrichtung zu. Zur Übertragung der von den umlaufenden Meßelementen erfaßten Meßwerte dienen organisch in den Drehmomentenaufnehmer eingebaute Schleifringe aus einer Speziallegierung. Die elektrische Empfindlichkeit ist so groß, daß eine Verdrehung über die Meßlänge um 5 Winkelsekunden bereits am Instrument des Meßverstärkers Vollausschlag ergibt. Im Abgleichgerät „AT 12 E“ lassen sich die durch geringe Unsymmetrien und Verspannungen beim Anbau der Drehmomentenaufnehmer auftretenden Restspannungen ebenso abgleichen wie der Einfluß unsymmetrischer Meßkabel.

Zur Verbindung rotierender elektrischer Meßleitungen von einer Welle zu einer feststehenden Meßanordnung steht der Schleifringkopf „SK“ zur Verfügung, bestehend aus einem Stator (Bürstenträger) mit Silberkohlebürsten als Abgreifer und einem Rotor (Schleifringträger) mit den Schleifringen. Der Schleifringkopf läßt sich zum Anbau an die freie Stirnfläche einer Welle leicht in Stator, Rotor und eine Anbauplatte zerlegen. Das Modell „SK 6“ hat 6, das Modell „SK 12“ 12 Schleifringe.

Auswuchten

Die Entwicklung hochtouriger Maschinen macht das Auswuchten der rotierenden Teile heute auch in der Serienfertigung zu einer zwingenden Notwendigkeit. Bei einer statischen Unwucht liegt eine parallele Verschiebung der Schwerachse zur Drehachse, d.h. eine Verlagerung des Schwerpunktes aus der Drehachse vor. Bei einer dynamischen Unwucht liegt zwar der Schwerpunkt des Körpers in der Drehachse, jedoch bilden Schwerachse und Drehachse einen Winkel, so daß ein Kräftepaar entsteht, obwohl ein solcher Körper statisch im Gleichgewicht ist. Statische und dynamische Unwuchten lassen sich zusammenfassen und in zwei Ebenen, den Ausgleichsebenen, ausgleichen. Da es sich bei der dynamischen Unwucht um zwei gleich große, aber entgegengesetzte Kräfte handelt, machen sich diese nur bei der Rotation bemerkbar, so daß es zur Bestimmung der dynamischen Unwucht notwendig ist, den auszuwuchtenden Körper in Rotation zu versetzen. Hierzu dienen Auswuchtmaschinen. Bei Auswuchtmaschinen nach dem Kompensationsverfahren setzt man der unbekannten Unwuchtkraft eine gleich große bekannte Gegenkraft entgegen, aus der sich dann Größe und Lage der Unwucht ermitteln lassen. Dieses Verfahren ist hauptsächlich von Vorteil, wenn keine großen

Berkeley

ELEKTRONISCHE ZÄHLGERÄTE UND MESSGERÄTE FÜR KERNSTRAHLUNG

von Beckman Instruments

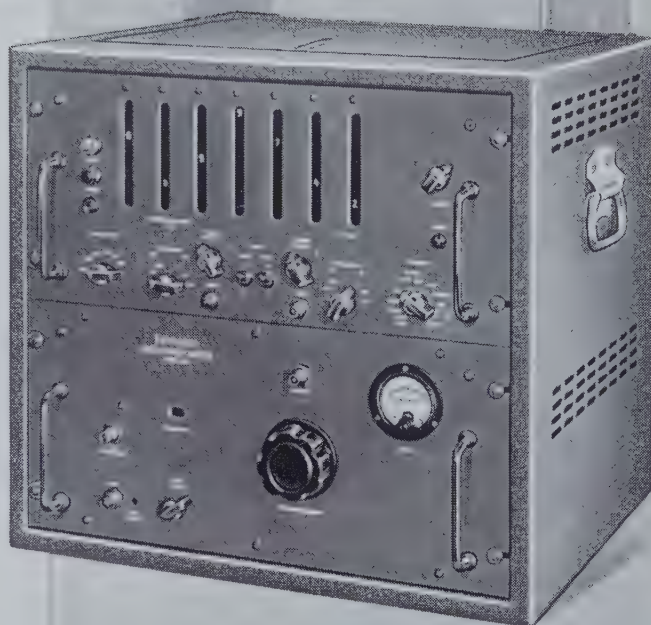
Ein Begriff
für Genauigkeit
und Zuverlässigkeit

Elektronische Zählgeräte

Stückzähler
Impuls / Zeiteinheitmessers
Zeitintervallmesser
Universalzähler
für Messungen höchster
Genauigkeit von:
Stückzahlen, auch mit ein- oder
zweifacher Vorwahl
Frequenzen (max. 1 MHz, mit
Umsetzer: 515 MHz)
Drehzahlen, Zeiten (min. 1 μ s,
max. 11,5 Tage)
zur Registrierung dazu:
Zählbetragdrucker

Messgeräte für Kernstrahlung

Dezimal-Zähler aller Größen
Mittelwertmesser
Scintillationszähler
Strahlenschutzmeßgeräte
Doppelimpuls-Generatoren
Taschendosimeter



Frequenzmesser Mod. 5571

H&B
GÜNTHER & TEGETMEYER

Alleinvertrieb für die
Deutsche Bundesrepublik

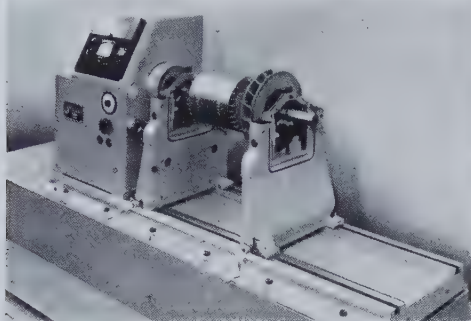
Beckman Instruments GmbH
München-Puchheim
Ein Zweigwerk der
Beckman Instruments Inc.
Fullerton-Kalifornien



GÜNTHER & TEGETMEYER GMBH BRAUNSCHWEIG

GESCHAFTSFÜHRUNG: FRANKFURT/MAIN GRAFSTRASSE 97 IM HAUSE HARTMANN & BRAUN AG

Stückzahlen, dagegen Wuchtkörper verschiedener Abmessungen zu wuchten sind. Bei Auswuchtmaschinen nach dem Amplituden-Meßverfahren mißt man nicht die durch die Unwucht hervorgerufene Fliehkraft, sondern die infolge der Unwucht auftretende Amplitude der Schwinglager. Neuerdings bedient man sich aber auch Auswuchtmaschinen, bei denen keine Schwingbewegung des Lagers mehr auftritt, sondern bei denen die durch die Fliehkraft hervorgerufene Unwuchtkraft direkt gemessen wird. Die Lager sind also absolut starr. Die Einstellung der Maschine erfolgt nach den geometrischen Abmessungen des Wuchtkörpers und erfordert keinen Eichlauf. Die Unwuchtkräfte werden vielmehr unmittelbar durch piezoelektrische Elemente aufgenommen und über einen Verstärker einem Instrument zugeführt, dessen Anzeige der Größe der Unwucht in Gramm direkt entspricht. Mit einem Wuchtlauflauf von nur 10 bis 15 Sekunden Dauer lassen sich damit auch kleinste Unwuchten (z.B. bis 1 μ Schwerpunktlagerung) eindeutig ermitteln.

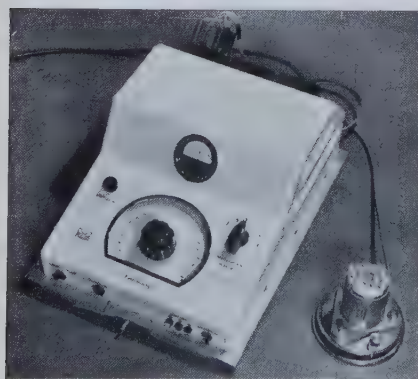


Universal-Auswuchtmaschine „UA 100“ (Losenhausenwerk)

Bei der Universal-Auswuchtmaschine „UA 100“ (Losenhausenwerk) wird der auszuwuchtende Körper in den beiden festen, nichtschwingenden Lagern der Auswuchtmaschine aufgenommen und dann die auf die Lager wirkenden Unwuchtkräfte durch die in den Lagerböcken eingebauten piezoelektrischen Elemente gemessen. Mit Hilfe einfacher Hilfsvorrichtungen lassen sich die Meßwerte auf die konstruktiv vorbestimmten Ausgleichsebenen beziehen, so daß ein restmomentfreies Auswuchten möglich ist.

Neigungsmessungen

Zum Fernmessen von Neigungen im Beton- und Stahlbau sowie im Berg- und Schachtbau hat die H. Maihak AG ein neuartiges Gerät entwickelt, das kleinste Neigungsänderungen auf große Entfernungen und über lange Zeiträume mit gleichbleibender, hoher Genauigkeit zu messen gestattet. Die Meßanlage besteht aus dem Empfänger „MFN 0“ und beliebig vielen, über Stellenwähler anschaltbaren Meßwertgebern, die mit dem Prüfobjekt, dessen Neigungsänderungen ermittelt werden sollen, verbunden sind. Die Verbindung des Meßwertgebers mit dem Prüfobjekt erfolgt



Neigungs-Fernmesser.
Links: Meßwertempfänger;
rechts: in beliebiger Entfernung aufstellbarer Meßwertgeber (Maihak)

durch festes Anflanschen, durch Einbetonieren oder in Sonderfällen auch durch Einfahren in Führungsrohre, Gleitbahnen usw. Das Meßverfahren beruht auf einer Verhältnismessung von Flüssigkeitswiderständen, wobei die zwischen den Elektroden des Meßelementes sich proportional der Neigung ausbildenden Flüssigkeitswiderstände zueinander in Beziehung gesetzt werden. Dadurch wird der Einfluß von Widerstandsänderungen der Kabel und Kontakte eliminiert. Die Meßwertgeber sind in verschiedenen Ausführungen für Neigungsmessungen in einer oder in zwei um 90° zueinander versetzten Meßebenen lieferbar. Die auf der Skala des Empfangsgerätes ablesbare Skalenteildifferenz ergibt nach Multiplikation mit dem Eichfaktor des Meßwertgebers direkt die gesuchte Neigungsänderung.

Zugfestigkeitsprüfung

Auch für die Messung und Prüfung der Zugfestigkeit bedient man sich heute elektronischer Methoden, die den Vorteil haben, die Trägheit anderer Verfahren zu vermeiden, so daß sich auch schnell verlaufende Vorgänge und Knickpunkte in der Zug-Dehnungslinie richtig erfassen lassen. Da diese Geräte keine Reibung in der Kraftmeßeinrichtung haben, lassen sich noch kleinste Prüfkraft messen; diese Geräte haben also einen sehr weiten Meßbereich. Die elektronische Zugfestigkeitsprüfmaschine „Z600“ (Zwick & Co) ist hauptsächlich für Forschungs- und Entwicklungsarbeiten bestimmt, läßt sich jedoch mit einigen Zusätzen auch so automatisieren, daß sie bei der Betriebskontrolle wertvolle Dienste leistet. Die Maschine eignet sich zum Prüfen von Folien, Fasern, Garnen, Cord, Gummifäden, Drähten usw. bis zur Höchstkraft von 20 kg. Sie ist in ein Rahmengestell eingebaut, das die Stromversorgungs-, Steuer- und Antriebsteile in Form von Einschüben aufnimmt. Die Steuerung erfolgt über Drucktasten und Druckknöpfe. Zur Kraftmessung dienen leicht austauschbare Kraftmeßköpfe nach dem Induktionsprinzip. Die im Meßkopf induzierte Spannung ist so hoch, daß sie ohne Verstärkung zur direkten Betätigung des Anzeigeinstruments ausreicht. Bei der Baureihe 0,2 ist der größte Weg 0,2 mm, und mit 6 Meßköpfen läßt sich ein Bereich von 5 g bis 20 kg für Vollausschlag erreichen. Bei der Reihe 1, die mit drei Meßköpfen den gleichen Kraftbereich umfaßt, ist ein größter Weg von 1 mm zugelassen. Die Prüfkraft wird an der 250 mm langen Skala eines elektronischen Kompensators mit einer Genauigkeit von 1% (ab $\frac{1}{5}$ des Skalenwertes) angezeigt; Zeit für Vollausschlag 1 s. Zum Registrieren dient ebenso wie für die Anzeige ein elektronischer Kompensator mit 300 g Einstellkraft. Der Papiervorschub (Papierbreite 250 mm) erfolgt mit verschiedenen Übersetzungen proportional der Dehnung des Prüfgutes oder auf Wunsch auch zusätzlich zeitproportional. Ein Zeiger am Schlitten zeigt die jeweilige Dehnung an. Für verschiedene Prüfgeschwindigkeiten sind zwei Antriebe mit stufenlosem Regelverhältnis 1 : 20 bzw. 1 : 1000 lieferbar. Für Forschungszwecke lassen sich mit dieser Maschine u.a. auch Hysteresebewegungen zwischen einstellbaren Last- bzw. Dehnungsgrenzen, Dehnungsbegrenzung und Dehnungs-Hysteresis mit zehnfach vergrößerter Einstellgenauigkeit, insbesondere für die Faserprüfung, durchführen. Zusätzlich stehen Zählwerke zum Festhalten der Zahl der durchgeführten Hystereseschleifen, der Dehnung (in wählbaren Einheiten) und der Zeit während der Messung zur Verfügung.

Die vollautomatische Zugfestigkeitsprüfmaschine „Z 601“ ist insbesondere für die laufende Prüfung des Materials in der Spinnerei oder Zwirnerei bestimmt. Da die Festigkeit des Prüfgutes ständigen Schwankungen unterliegt, gibt nur eine statistische Prüfung sichere Ergebnisse. Dazu ist die „Z 601“ besonders geeignet, weil sie hinsichtlich der elektrischen Kraftmessung und der elektrischen Steuerung des Versuchsablaufes Vorteile bietet. Der Meßbereich reicht von 50 g bis 20 kg. Kraft und Dehnung werden ebenfalls angezeigt, niedergeschrieben und auf Zählern festgehalten sowie die für ihre Messung benötigte Zeit registriert. Die Fadenvorspannung ist nach Skala einstellbar. Zusätzlich stehen Geräte zur vollautomatischen statistischen Auswertung zur Verfügung. Besonderen Wert legte man darauf, die Maschine mit Spannköpfen auszustatten, die das Prüfgut unbedingt festhalten, ohne es beim Klemmen abzuquetschen. Für die Prüfung von Kunstseide, Nylon-Cord, Perlon-Cord usw. konnte das Problem durch die Entwicklung motorgeschlossener Spannköpfe gelöst werden, während sich für Baumwolle, Chemie-Stapelfasern usw. selbstklemmende Keilspannköpfe gut bewährten. Der Prüfvorgang läuft nach folgendem Schema ab: ein Greifarm ergreift das Prüfgut, zieht es von der Spule ab und legt es ohne Drehungsverlust zwischen die Spannköpfe ein, wobei eine Fadenbremse die notwendige Vorspannung aufbringt. Nach dem Schließen der Spannköpfe setzt sich der Schlitten mit dem unteren Spannkopf in Bewegung, und der elektrische Kraftmeßkopf, an dem der obere Spannkopf befestigt ist, mißt die entstehende Prüfkraft, die ein Meßinstrument gleichzeitig anzeigt. Zählwerke zählen die Kraft-, Dehnungs- und Zeitwerte, und ein Schreibgerät registriert die Werte von Kraft und Dehnung. Beim Bruch des Prüfgutes wird die Prüfung abgebrochen, und der Schlitten fährt in die Ausgangslage zurück. Dann wird der Papiervorschub automatisch betätigt, und die nächste Prüfung beginnt, bis die vorgewählte Zahl von Messungen abgelaufen ist.

Sichtmesser

Ein anderes interessantes Beispiel für die Messung nichtelektrischer Größen mit elektronischen Methoden ist der Sichtmesser „MLT“ (W. Assmann GmbH). Er dient vor allem dazu, im Luftverkehr die Sichtwerte auf der Landebahn objektiv zu messen und an einer Zentralstelle anzuzeigen. Dadurch werden die oft schwerwiegenden subjektiven Beobachtungsfehler ausgeschaltet. Um die Sichtverhältnisse im Anfluggebiet zu messen, soll die Sender-Empfänger-Achse möglichst parallel zur Landebahn verlaufen. Dabei ist darauf zu achten, daß innerhalb der Meßstrecke keine lokale Nebelbildung auftritt. Der Sender besteht aus einer vom Netzgerät gespeisten Lampe, vor der ein motorgetriebener Zylinder (1500 U/min) mit drei rechteckigen Schlitzen rotiert. Der dadurch mit 75 Hz modulierte Lichtstrahl passiert ein Filter und drei Blenden, bevor er aus dem Rohr, in dem der Sender eingebaut ist, austritt. Zum Schutz gegen den

Einfluß von Feuchtigkeit und Eis ist eine elektrische Temperaturregelung (22°C) eingebaut. Das Netzgerät enthält einen magnetischen Spannungskonstanthalter, um Netzspannungsschwankungen unwirksam zu machen, die infolge der durch sie bedingten Helligkeitsschwankungen das Meßergebnis fälschen würden. Die Glühlampe (*General Electric* 4538, 5,4 V, 100 W) wird mit etwa 4,7 V geheizt und erhält über ein Verzögerungsrelais erst nach ungefähr einer Minute die volle Betriebsspannung. Das Netzgerät ist ebenfalls mit Temperaturregelung ausgestattet. Der Empfänger ist in 225 m (750 Fuß) Entfernung aufgebaut und trennt das durch eine Optik gebündelte ankommende Licht durch vier Blenden vom Streulicht.

Eine Fotozelle (*RCA* 1 P 39) wandelt dann die Lichtschwankungen in elektrische Stromschwankungen um, und eine als Katodenverstärker arbeitende ECC 83 paßt die hochohmige Impedanz der Fotozelle an die Leitung zum Empfänger an. Das zweite System der ECC 83 dient zu Eichzwecken. Der Fotozellenverstärker und die Optik werden ebenfalls über einen Temperaturregler geheizt. Das im ersten System der ECC 83 verstärkte Signal gelangt dann auf das Gitter einer weiteren ECC 83 im Hauptverstärker und wird nach zweistufiger Verstärkung zur Aussteuerung der Endröhre E 81 L benutzt. Eine RC-Kombination im Anodenkreis des letzten Triodensystems und eine von der Zusatzwicklung des Ausgangsübertragers abgenommene und über den Fußpunkt Widerstand in das Gitter des ersten ECC 83-Systems eingekoppelte Gegenkopplungsspannung stabilisieren nicht nur die Verstärkung, sondern passen den Frequenzgang den besonderen Bedingungen dieses Verstärkers an. Über einen Gleichrichter ist ein Meßinstrument (Vollausschlag 30 V) an den Ausgangsübertrager angeschaltet. Die gleichgerichtete Spannung dient außerdem dazu, über ein Kabel und ein abschaltbares Dämpfungsglied in der Fernsteuerung den Schreiber und das Anzeigeelement (z. B. im Kontrollturm) zu speisen. Die Fernsteuerung enthält die Stromversorgung und die notwendigen Bedienelemente sowie einen Umschalter „hohe Empfindlichkeit/niedrige Empfindlichkeit“; in der letzten Stellung wird die Meßspannung auf ein Drittel reduziert. Da für Tages- und Nachtbetrieb unterschiedliche physiologische Gesetze gelten, wird die Skala für die durch die Meßstrecke gegebene Dämpfung des Lichtstrahls in Sichtweiten für Tages- und Nachtbetrieb auf getrennten Skalen geeicht.

—th

AUS INDUSTRIE UND TECHNIK

Zenneck-Gedenkstein in Cuxhaven

Am 7. Juli 1956 enthüllte die Stadt Cuxhaven zu Ehren von Geheimrat Professor Dr. rer. nat. Jonathan Zenneck, München, bei der historischen Kugelbake an der Elbmündung einen Gedenkstein. Damit erlebt der 85jährige Pionier der deutschen Hochfrequenzforschung die historische Krönung einer Arbeit, die er als junger Physiker und Assistent am Physikalischen Institut Straßburg begann. Im Winter 1900 war es ihm und seinen Gehilfen zum erstenmal geglückt, eine drahtlose Verbindung nach dem über 52 km entfernten Helgoland herzustellen und damit die größte bis dahin erreichte Entfernung zu überbrücken.

Schaltdiode OA 180

Die Golddraht-Diode OA 180 (*Telefunken*) hat einen differentiellen Widerstand in Durchlaßrichtung bei einer Spannung von $+0,75\text{ V}$ unter 3 Ohm und einen differentiellen Widerstand in Sperrichtung bei $-0,75\text{ V}$ von über 400 kOhm und ist damit besonders als Schaltdiode geeignet. Gegenüber dem Typ OA 150 ist das Schaltverhältnis mindestens um den Faktor 30 verbessert. Bei Impulsbetrieb ist es möglich, mit der OA 180 Stromspitzen bis zu 1 A zu ziehen, wenn dabei die Diode thermisch nicht überlastet wird. Wegen der neuartigen Legierungstechnik ist die OA 180 den normalen Spitzendioden hinsichtlich des Eigenrauschens überlegen, so daß es möglich ist, diese Diode auch für das Schalten kleiner HF-Spannungen zu verwenden.

Transistoren der Farbserie

Bei der Dimensionierung von mehrstufigen NF-Verstärkern spielt der Parameter α bzw. α' eine besonders wichtige Rolle, denn er bestimmt im wesentlichen die Stufenverstärkung und damit die Gesamtverstärkung des Gerätes. Bisher unterteilte man für solche Aufgaben die Transistoren bereits nach α -Werten. Oft tritt aber der Wunsch auf, die durch die Typenbezeichnung bereits vorgenommene Unterteilung noch weiter zu verfeinern,



**TELEFUNKEN-
RÖHREN**

TELEFUNKEN-Röhren für
Rundfunk- und Fernsehempfänger
sind zuverlässig und von hoher Präzision.
Sie vereinen in sich alle technischen
Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer
mehr als 50 jährigen, steten
Fortentwicklung erarbeitet hat.

TELEFUNKEN G · M · B · H RÖHRENVERTRIEB ULM

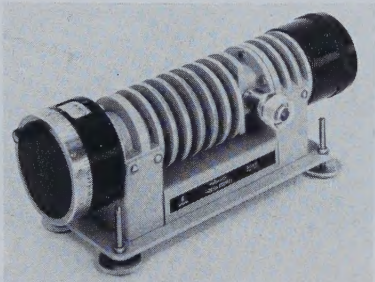
vor allem dann, wenn mehrere Transistoren in Reihe geschaltet sind und ein Verstärkungsabgleich in den einzelnen Stufen nicht vorgenommen werden soll. Um diesen Forderungen Rechnung zu tragen, hat *Telefunken* die Farbserien geschaffen. Für eine Leistung von 50 mW stehen die Typen OC 602, OC 603 und OC 604 und für 25 mW die Subminiaturtypen OC 622, OC 623 und OC 624 zur Verfügung. Die Unterteilung dieser Serien ist relativ fein und erfolgt in Gruppen nach steigendem α' -Wert mit deutlich unterscheidbaren Farbpunkten nach folgendem Schema:

Gruppe	α'	Farbe	Typen
1	20... 30	rot	<div> <div>OC 602</div> <div>OC 622</div> <div>OC 603</div> <div>OC 623</div> <div>OC 604</div> <div>OC 624</div> </div>
2	30... 40	orange	
3	40... 50	gelb	
4	50... 60	grün	
5	60... 75	blau	
6	75...100	violett	
7	100...150	weiß	

Der Vorteil dieser Aufteilung ist augenfällig, denn es ist jetzt z. B. bei der Bestückung eines mehrstufigen Verstärkers leicht, durch geeignete Kombination der Verstärkungsbereiche der einzelnen Transistoren die Streuung in der Gesamtverstärkung kleinzuhalten. Auch bei einstufigen Verstärkern kann man sich der Vorteile der Farbserie bedienen, indem man beispielsweise einzelne Schaltelemente mit bestimmten Farbgruppen zusammen einbaut und die Dimensionierung dieser Schaltelemente von der Farbgruppe abhängig macht.

Meßsender für den Zentimeterwellenbereich

Als Leistungsquelle für Anpassungsmessungen an Antennen, Sender- und Empfängerleitungen sowie für Messungen an Bauelementen liefert *Siemens & Halske* jetzt für den Bereich 4,4...9,1 GHz den Meßsender „3 W 515“. Er enthält als Oszillator ein Reflexklystron und als Resonanzkreis eine konzentrische Leitung, die mit einem kontaktlosen kapazitiven Kurzschlußkolben abgestimmt wird. Die Frequenz läßt sich über Eichkurven aus der Ablesung der Trommelskala des Spindelantriebs bestimmen und erlaubt noch die genaue Einstellung von relativen Frequenzänderungen $< 1 \cdot 10^{-4}$. Über einen stetig regelbaren Hohlleiterteiler wird die HF-



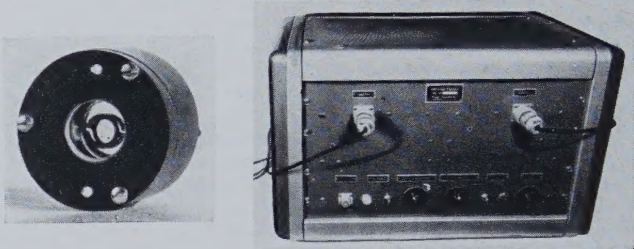
Leistung induktiv ausgekoppelt. Am Ausgang des Teilers liegt über einen Richtleiterkreis ein Drehspulinstrument, das bei Ausgangsleistungen über 1 mW (1 mW = 0 dBm) unmittelbare Ablesung des Ausgangspegels gestattet. Für Leistungen unter 1 mW bis herab zu Leistungspegeln von -120 dBm regelt man am Anzeigeinstrument 0 dBm ein und stellt den gewünschten Ausgangspegel mit dem geeichten Teiler ein.

Der Meßsender arbeitet wahlweise unmoduliert, eigen- oder fremdmoduliert. Ein eingebauter synchronisierbarer Generator erzeugt Rechteckspannungen mit einer stetig einstellbaren Folgefrequenz zwischen 0,2 und 20 kHz und einem Tastverhältnis von etwa 1:1. Außerdem ist Pulsmodulation durch eine von außen zugeführte Spannung mit Impulsdauern ab etwa 1 μ s und einer Folgefrequenz zwischen 0,1 und 200 kHz möglich. Ferner läßt sich eine außen angelegte Sinusspannung (0,05...30 kHz) zum Testen des Senders benutzen. Frequenzwobbelung ist durch Überlagerung der Reflektorspannung mit der Netzspannung möglich. Alle Betriebsspannungen liefert das Netzteil mit elektronischen Regelschaltungen.

Lichtmodulator

Zum Erzeugen von Lichtimpulsen und zur Modulation von Lichtstrahlen brachte die *Baird Associates-Atomic Instrument Company*, Cambridge (Mass.), kürzlich ein neues, vielseitig verwendbares Gerät auf den Markt, das z. B. für die Ton- und Bildaufzeichnung auf Film, für die Fotografie, Fotometrie, Densitometrie, ferner für Messungen an Halbleitern sowie für psychologische und biologische Untersuchungen geeignet ist. Der neue Lichtmodulator, dessen Wirkung mit der einer Kerr-Zelle vergleichbar ist, besteht aus einer in Richtung der Z-Achse aus einem Ammonium- oder Kaliumdihydrogenphosphat-Kristall geschnittenen Platte. Die Kristallplatte liegt zwischen zwei Elektroden, die das Licht in Richtung des angelegten elektrischen Feldes hindurchtreten lassen, und hat die Eigenschaft, die Polarisationssebene direkt proportional der angelegten Spannung zu drehen. Bringt man die Kristallplatte zwischen zwei Polarisatoren (z. B. Nicols oder Polfilter), dann läßt sich ein Lichtstrahl bis zu sehr hohen Frequenzen trägheitslos modulieren.

Für verschiedene Anwendungszwecke stehen fünf Typen von Lichtmodulatoren zur Verfügung. Am vielseitigsten verwendbar ist das Modell „JV-2“, das mit relativ niedrigen Spannungen arbeitet und für den Frequenzbereich 0...10 MHz bestimmt ist. Zum Erzeugen von Lichtimpulsen



Links: Lichtmodulator; rechts: Hochspannungs-Impulsgerät

arbeitet der Modulator mit einem Hochspannungs-Impulsgerät und liegt beispielsweise zwischen den Anoden zweier Thyratrons 5 C 22. Zu Beginn eines Steuervorgangs (Impuls) befinden sich beide Elektroden auf dem Hochspannungspotential des Netzgerätes. Mit Beginn des Impulses zündet eine der beiden 5 C 22 und legt damit die mit ihrer Anode verbundene Elektrode des Modulators praktisch auf Nullpotential; am Ende des Impulses zündet die zweite 5 C 22, und damit liegt die andere Elektrode des Modulators ebenfalls auf Nullpotential. Als Steuergerät stehen zwei Typen zur Verfügung, die je ein regelbares Hochspannungs-Netzgerät und einen Trigger-Generator enthalten. Sie unterscheiden sich durch die Dauer der abgegebenen Impulse und die Anstiegs- und Abfallzeiten. Das Modell „JK“ liefert Impulse mit einer Anstiegs- und Abfallzeit von etwa 0,2 μ s und einer kontinuierlich einstellbaren Impulsdauer von 50 bis 1000 μ s. Die vom Modell „JS“ erzeugten Impulse haben eine Anstiegs- und Abfallzeit von etwa 0,1 μ s und eine Länge von 2 μ s. Die Impulshöhe ist bei beiden Geräten kontinuierlich zwischen 2 und 5 kV einstellbar.

Foto-Elektronenvervielfacher 50 AVP

Die *Valvo GmbH* hat den neuen Foto-Elektronenvervielfacher 50 AVP in ihr Lieferprogramm aufgenommen. Es handelt sich hierbei um einen 11stufigen Vervielfacher (11 Dynoden), der bei einer Gesamtspannung von 1800 V eine Verstärkung von $\geq 10^6$ gibt. Die frontal angebrachte ebene Fotokathode hat einen nutzbaren Mindestdurchmesser von 32 mm, und das Maximum der spektralen Empfindlichkeit liegt bei $4800 \pm 500 \text{ \AA}$. Die Katodenempfindlichkeit für eine Farbtemperatur von 2870°K ist $35 \mu\text{A/lm}$; für Ströme bis 1 mA ist die Beziehung zwischen Beleuchtung und Anodenstrom linear.

10 Jahre Selengleichrichterbau

Die *AEG-Fabrik Belecke* (Westf.) stellte vor 10 Jahren die ersten Selengleichrichterplatten her. Die anfangs nur aus einer kleinen Werkstatt mit etwa 100 Arbeitern und Angestellten bestehende Fabrik ist heute mit über 1400 Mann Belegschaft die größte Produktionsstätte für Selengleichrichter auf dem Kontinent. Die Entwicklungsarbeiten der *AEG* haben den Selengleichrichterbau maßgebend beeinflusst. So wurde z. B. von ihr das



DEUTSCHE INDUSTRIEAUSSTELLUNG BERLIN 1956 · 15.-30. SEPT.

Aufdampfverfahren für Selen, das heute überall in der Welt benutzt wird, entwickelt. Ebenso entstanden hier die ersten Großflächenplatten und die quadratischen und rechteckigen Plattenformen. Über 11 Millionen Rundfunkgleichrichter haben das Werk Beleck bereits verlassen; dazu kommen noch Millionen von Gleichrichtern anderer Bauformen. Ein auf der *Deutschen Industrie-Messe Hannover* gezeigter Germanium-Starkstromgleichrichter für 100 kW Leistung, der berechtigtes Aufsehen erregte, wird in diesen Tagen in einem elektrochemischen Werk in Betrieb genommen.

Germanium-HF-Transistor OC 45

Für Verstärker, Oszillatoren und andere Schaltungen, die erhöhte Anforderungen an die Grenzfrequenz stellen, hat *Valvo* jetzt den *pnp*-Allglas-Transistor OC 45 herausgebracht. Während bei den für NF-Verstärkung entwickelten Transistoren die Grenzfrequenz in Basisschaltung im allgemeinen bei 300 kHz liegt, liegt sie beim OC 45 im Mittel bei 6 MHz. Infolge geringer Kollektorkapazität und niedrigen Widerstandes der Basisleitung ergeben sich damit neue Anwendungsbereiche für Transistoren. Besondere Sorgfalt legte man bei der Entwicklung des OC 45 darauf, die bei Verwendung in ZF-Verstärkern für 455 kHz auftretende Rückwirkung durch eine festeingestellte Neutralisierung kompensieren zu können.

Neben der Verwendung in ZF-Verstärkern ist der OC 45 wegen seiner hohen Grenzfrequenz aber auch für Impulsschaltungen und andere Verstärkerschaltungen geeignet, weil sich mit den bisher gelieferten Transistoren die gewünschte Flankensteilheit nicht erreichen ließ. Für die Verwendung in Mischstufen ist in absehbarer Zeit ein weiterer Transistor zu erwarten, der die speziellen Forderungen hinsichtlich Grenzfrequenz und Kollektorkapazität für diesen Anwendungszweck berücksichtigt.

Vorläufige technische Daten

Statisch

Basisschaltung

Kollektor-Reststrom bei $U_{cb} = 2 \text{ V}$	$-I_{co} = 0,5 \mu\text{A}$
Kollektor-Reststrom bei $U_{cb} = 15 \text{ V}$	$-I_{co} = \text{max. } 10 \mu\text{A}$
Emitter-Reststrom bei $U_{eb} = 2 \text{ V}$	$-I_{eo} = 0,4 \mu\text{A}$
Emitter-Reststrom bei $U_{eb} = 12 \text{ V}$	$-I_{eo} = \text{max. } 40 \mu\text{A}$

Emitterschaltung

Kollektor-Reststrom bei $U_{ce} = 2 \text{ V}$	$-I_{co}' = 12 \mu\text{A}$
--	-----------------------------

Dynamisch

bei $U_{ce} = 6 \text{ V}$ ist $I_e = 1 \text{ mA}$

REFERATE

Lochkartensteuerung von Montageautomaten für elektronische Bauelemente¹⁾

DK 621.385.002.72—523.8

Bei der Fertigung komplizierter elektronischer Ausrüstungen für militärische Zwecke ist man zur lochkartengesteuerten vollautomatischen Montage von Gruppen zu je 10 bis 50 Werkstücken übergegangen. Dabei werden nur je 1 Bediener zum Füllen der leeren Werkstückzuführvorrichtung mit neuen, aufgedruckte Schaltungen tragenden Isolierstofftafeln, je 2 Bediener zum Zuführen von Bauteilen (Widerstände, Röhren u. dgl.) und ein vierter zur Beaufsichtigung des Ablaufs am zentralen Steuerpult benötigt. Die Steuerungslochkarten können vorher von einem geübten Kartenlocher gelocht werden.

Die Kartenabfuhrvorrichtung liefert Steuerungsdaten für die Bauteilbearbeitungsmaschinen, die die Bauteile nach Herstellung ihrer Montagebereitschaft in einzelne Träger einsetzen. Diese werden nach der Kontrolle der Bauteile in Magazinen vereinigt. Die Montiermaschine nimmt die Bauteile dann aus ihren Trägern und setzt sie in die gedruckten Schaltungen ein, die stapelweise auf Drehtischen durch die Maschine geführt werden. Nach Einsetzen aller Bauteile läuft jedes Aggregat selbsttätig durch die Tauchlötmaschine und die Endkontrollstation. Die ganze Anlage bedeckt eine Bodenfläche von nur $9,0 \times 12,0 \text{ m}^2$. Der Übergang von einem Werkstücktyp zu einem anderen vollzieht sich lediglich durch Auswechseln der Lochkarten und der in die Maschine eingeführten Bauelemente. Die Arbeitsgeschwindigkeit beträgt 16 000 Einzelbauteile, die pro Stunde in gedruckte Schaltungstafeln von $2,5 \times 2,5 \text{ cm}^2$ bis $20 \times 30 \text{ cm}^2$ Flächeninhalt eingebaut werden. Pro Stunde werden 120 Tafeln gelötet und 5 Endkontrollarbeitsgänge je Sekunde ausgeführt.

An Hand von Schemabildern und Detailfotos werden der Arbeitsgang und die Bauweise der verwendeten Bauteilträger und Trägermagazine und die den Montagevorgang kennzeichnende Kombination von Drehtisch- und Linearfördevorrichtungen eingehend erläutert, wobei u. a. das Richten und genaue Festhalten der Anschlußdrähte der einzelnen Widerstände, Kondensatoren usw. mittels kammartig angeordneter Zinken bemerkenswert ist.

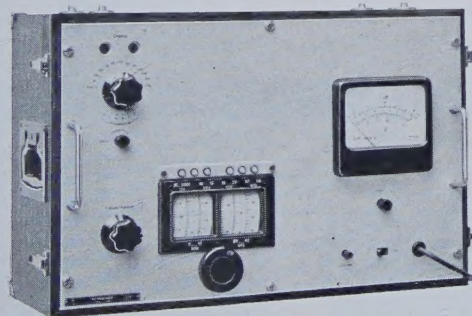
¹⁾ Gamble, G. W., u. Godwin, Ch. J.: Punched Cards Control Job-Lot Assembly System. Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 11, S. 122—128

Für Untersuchungen von Frequenzgemischen im Tonfrequenzgebiet wurde von uns ein

selektives Röhrenvoltmeter

entwickelt und mit allen Eigenschaften, die für die genaue **Frequenzanalyse** erforderlich sind, ausgestattet.

- Eindeutigkeit durch hochliegende ZF
- Empfindlichkeit durch klirrarmer Eingang
- Selektivität durch Mehrfachumsetzung
- Stabilität durch starke Gegenkopplungen
- Störfreiheit durch sorgfältigen Aufbau



KLIRANALYSATOR KLA-48

Frequenzbereich	30 Hz... 50 kHz
ablesbar	$8 \mu\text{V} \dots 8 \text{ V}$
Meßunsicherheit < 3%	Eingang . . . 100 k Ω 40 pF
Meßbare Klirrdämpfung	Bandbreite $\pm 6 / \pm 14 \text{ Hz}$
	$\leq 70 \text{ db (0,03\%)}$

WANDEL u. GOLTERMANN
RUNDUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.

BITTE FORDERN
SIE UNSERE
LISTEN S
SCHALTAFELNSTRUMENTE
AN

METRAWATT A.G. NÜRNBERG

An der Montiermaschine erfolgt dann die Programmsteuerung insbesondere der Werkstückträger- (X-Richtung), der Bauteilträger- (Y-Richtung) und der fertigen Baueinheiten-Bewegungen (Z-Richtung, Elevator). Die X-Bewegung und die Y-Bewegung werden jeweils an den Stellen zum Anhalten gebracht, an denen durch den Bauteilgreifer das dort benötigte Bauteil seinem Träger entnommen und in die genau darunter befindliche, dafür bestimmte Werkstückstelle eingesetzt wird. Die exakte Bestimmung der Lage des Werkstückes im Augenblick des Bauelementeinsetzens erfolgt durch Indexstifte, die in die Werkstückhaltervorrichtung (Drehtisch) eingreifen.

Die in den Steuerungslochkarten enthaltene Information zerfällt in 5 Arten: 1. Vollständige dimensionsgemäße Daten der Bauelemente für den Montagevorbereitungs- und Bauelement-Kontrollvorgang, 2. Reihenfolge der Vorbereitungs- und Montagearbeitsgänge an jedem Bauelement, 3. Anzahl der auszurüstenden gedruckten Schaltungstafeln je Fertigungsgruppenstapel, 4. Daten zur genauen Ortsbestimmung jedes Bauteils an der Tafel, 5. Daten zur Steuerung aller zur Kontrolle der fertigen Schaltung erforderlichen Messungen. Jede Karte steuert z. T. mehrere Maschinen gleicher Art in parallellaufenden Zweigen des gesamten Montagestraßensystems.

Magnetogramm-Registrierung in der Elektrophysiologie²⁾

DK 681.84.083.8:578.087.87

Bei der bisher üblichen Aufzeichnung elektrophysiologischer Vorgänge mittels Elektronenstrahloszillograf und Film ist die erneute Vorführung interessanter Details kurz nach ihrer Aufnahme nahezu unmöglich. Vorgänge, die durch bestimmte Reize ausgelöst werden, können leicht wegen zufälligen Nicht-Eingeschalteten-Seins des Oszillografen oder des Filmtransports unbeachtet bleiben, oder es müssen kostbare Filmmeter bis zum Eintritt solcher Vorgänge ungenutzt verbraucht werden. Deshalb besteht hier Interesse an einem nicht verbrauchbaren Aufzeichnungsträger bei bequemer Zugänglichkeit aller Aufzeichnungsstellen.

Zur Wiedergabe von Säugetier-Aktionspotentialen, den schnellsten in der Elektrophysiologie vorkommenden Vorgängen, muß man Frequenzen bis zu 10 kHz aufzeichnen können. Andererseits dauert das Aktionspotential nur etwa 0,5 ms, so daß man sich mit der Aufzeichnung der Grundfrequenz begnügt und auf die Harmonischen verzichtet. Die aufzuzeichnenden Potentiale liegen im Bereich von 50 μ V bis 50 mV. Der Vorverstärker hat etwa eine 750fache Verstärkung, so daß ein typisches Signal an seinem Ausgang etwa 1 V aufweist. Das 50- μ V-Signal wird gerade erkennbar aufgezeichnet, wenn es drei- bis viermal stärker als die maximale bei der Aufzeichnung zugefügte Rauschspannung ist. Diese sollte also höchstens einem 10-mV-Signal am Aufzeichner-Eingang entsprechen. Weitere Forderungen sind: Verwendung möglichst serienmäßiger Geräte und Bänder (Kostenfrage), möglichst niedrige Bandgeschwindigkeit (lange Laufzeit), niedrige nichtlineare Verzerrung (Störung der Aufzeichnung).

Als Lösung wurde die Magnetogramm-Aufzeichnung mittels Frequenzmodulation nach Molyneux³⁾ gewählt. Bei einer Bandgeschwindigkeit von 31 cm/s wurde eine mittlere Trägerfrequenz von 15 kHz mit einem maximalen Frequenzhub von 5 kHz benutzt. Bei dieser Anordnung ist die vom Band abgespielte Signalamplitude zwar sehr fehlerhaft, aber sie verschwindet nie völlig und kann bei hohem Verstärkungsaufwand und scharfer Begrenzung brauchbar gemacht werden.

²⁾ Donaldson, P. E. K.: A Magnetic Tape Recorder for Electrophysiology. Electronic Engng. Bd. 27 (1955) S. 543—545

³⁾ Molyneux, L.: Recording Low Frequency Phenomena on Magnetic Tape. Electronic Engng. Bd. 24 (1952) S. 130

Die Aufzeichnung erfolgt über einen Gleichspannungsverstärker und ein Miller-Transitron. Zur Kontrolle dient ein zusätzlicher Oszillograf.

Der Wiedergabeteil enthält drei Verstärkerstufen und eine anschließende Clipperstufe. Die verstärkten (abgeschnittenen) Rechteckwellen werden dann differenziert und anschließend verstärkt. Der Abstand der gleichartigen, positiven Impulse hängt von der Modulation ab. Nach Passieren eines Tiefpaßfilters wird der Wellenzug demoduliert.

W.

NEUE BÜCHER

Der Transistor

Von J. Dosse. München 1955, Verlag R. Oldenbourg. 109 S. m. 48 Abb. Preis in Halbl. geb. 11,80 DM.

Diese leicht verständliche Einführung in die Transistortechnik wendet sich in erster Linie an Ingenieure, die im Zuge der immer weitergehenden Anwendung von Transistoren einen Überblick über Aufbau, Wirkungsweise und einige schaltungstechnische Anwendungen dieses neuen Verstärkerelements gewinnen wollen. Da der Verfasser von stark vereinfachten physikalischen Voraussetzungen ausgeht, ist es auch dem Nichtspezialisten möglich, einen guten Einblick in den Mechanismus der Vorgänge im Transistor zu gewinnen, zumal die teilweise mehrfarbigen Skizzen und Abbildungen der Übersichtlichkeit der Darstellung zugute kommen. — Ein Buch, das als Einführung bestens zu empfehlen ist.

Rö

Antennen und Ausbreitung

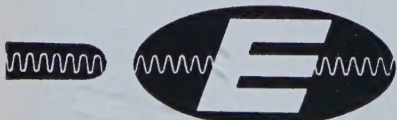
Von K. Fränz und H. Lassen. 2. verbesserte Auflage, Berlin—Göttingen—Heidelberg 1956, Springer-Verlag. VIII, 332 S. m. 293 Abb. Gr. 8°. Preis in Halbl. geb. 45,— DM.

Seit dem Erscheinen der ersten Auflage dieses zweiten Bandes des von Korshenewsky und Runge herausgegebenen „Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik“ sind die Kenntnisse der Verhältnisse in der Atmosphäre und in der Ionosphäre erheblich gewachsen. Die Ionosphärenforschung hat beachtliche Fortschritte erreicht, und darüber hinaus sind Beobachtungen der solaren und kosmischen Radiostrahlung unter dem Sammelbegriff Radioastronomie zu einem neuen Zweig der Wissenschaft geworden. Der von H. Lassen bearbeitete erste Teil über die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen berücksichtigt durch Neubearbeitung und Erweiterung der früheren Kapitel diese Fortschritte. Daneben ist das Wissen um die Ausbreitung der ultrakurzen Wellen auf den neuesten Stand der Forschung gebracht worden.

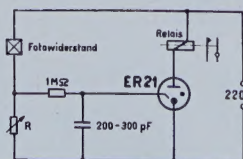
Im zweiten Teil hat K. Fränz in der bewährten Art alle theoretischen Grundlagen für die Ausstrahlung und Aufnahme elektromagnetischer Wellen bearbeitet und gibt für alle wichtigen Arten von Antennen die notwendigen theoretischen Unterlagen, um vor allem Richtantennen und Sonderantennen in ihren charakteristischen Eigenschaften verstehen und zweckentsprechend einsetzen zu können.

Das in guter Ausstattung erscheinende Buch ist für Nachrichteningenieur und Physiker in gleichem Maße von Bedeutung, zumal ein umfangreiches Schrifttumverzeichnis das Eindringen in Spezialprobleme erleichtert. Daneben aber ist es auch für Studierende beider Fachrichtungen wegen seiner didaktisch ausgezeichneten Darstellung besonders zu empfehlen.

Rö



ELESTA-Kaltkathodenröhren: wichtige Bauelemente f. elektronische Steuer- u. Regelanlagen sowie für INDUSTRIELLE AUTOMATISIERUNG



Typische Schaltung: Lichtsteuerung

ER 1, ER 2, ER 3
Relaisröhren für Gleichstrom
ER 21
Relaisröhre für 220 V-Wechselstrom
ES 1, ES 2
Spannungsstabilisierungsröhren

Steuerung durch Fotozellen, Fotowiderstände, hochohmige und von Meßgrößen abhängige Widerstände, Ionisationskammern und feine Kontakte. Programm-, Zähl- und Automatikschaltungen, Zeitrelais.

Dauernde abnützungsfreie Betriebsbereitschaft und praktisch unbegrenzte Lebensdauer dank kalter Reinmetallkatode, große Überlastbarkeit, hohe Stabilität. Geeignet für lichtelektrische Anlagen, z. B. in Verbindung mit in Glas eingeschmolzenen Fotowiderständen der Physikalisch-Technischen Werkstätten Wiesbaden.

ELESTA-RÖHRENVERTRIEB DEUTSCHLAND DR.-ING. PAUL E. KLEIN · TETTANANG/BODENSEE